

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ**  
**ХАРКІВСЬКА НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ МІСЬКОГО**  
**ГОСПОДАРСТВА**

**А.В.Безуглий,**  
**А.С.Сисоєв**

**КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ**  
**з курсу**  
**“РАДІОЕЛЕКТРОНІКА”**

(для студентів 2 курсу денної і заочної форм навчання бакалаврів за спеціальністю 6.070900 “Геоінформаційні системи і технології”)

УДК 621.38:528.05

Конспект лекцій з курсу “Радіоелектроніка” (для студентів 2 курсу денної і заочної форм навчання бакалаврів за спеціальністю 6.070900 - “Теоінформаційні системи і технології”) /Укл.: Безуглий А.В., Сисоєв А.С. - Харків: ХНАМГ, 2008. - 75с.

Автори: А.В.Безуглий, А.С.Сисоєв

Рецензент: доктор фіз.-мат.наук, професор О.М.Петченко

Рекомендовано кафедрою фізики, протокол № 4 від 21 грудня 2007 р.

©ХНАМГ, Безуглий А.В., Сисоєв А.С., 2008

## **Вступ**

Останнім часом в геодезичній практиці дедалі ширше використовують електронні методи вимірювань. Це потребує від студентів - майбутніх спеціалістів певних знань в області радіоелектроніки.

У даному конспекті лекцій зроблено спробу в рамках дуже обмеженого часу, що відводиться на вивчення предмету, ознайомити студентів зазначеної спеціальності з принципами функціонування електронних приладів, які застосовують в геодезичних пристроях і найбільш поширеними методами вимірювань.

У частині 1 викладені основи напівпровідникової електроніки, оптоелектроніки, цифрової техніки і мікрохвильової електроніки.

У частині 2 описані деякі (основні) методи вимірювання відстаней, (на основі фазового й імпульсного способів) і різниці відстаней (на основі явища інтерференції і ефекту Доплера).

# Частина 1

## ОСНОВИ ЕЛЕКТРОНІКИ

### 1. ЕЛЕКТРОВАКУУМНІ ПРИЛАДИ

#### 1.1. Загальні відомості

Електровакуумними називають прилади, в яких електропровідність здійснюється електронами або іонами, що рухаються між електродами в вакуумі або газі. Електровакуумні прилади діляться на електронно – керовані, електронно – променеві та газорозрядні.

Основними конструктивними елементами будь-якого електровакуумного пристрою є вміщені всередину балона електроди – це катод, анод і керуючі електроди. Катод є джерелом електронів, анод це прискорюючий електрод, який служить колектором електронів. Керуючим називають електрод, призначений для керування основним потоком електронів. Керуючий електрод часто називають керуючою сіткою. Балони електровакуумних приладів роблять із скла, металу і кераміки. В балонах створюється розрідження  $10^{-8}$ – $10^{-4}$  Па. На рис.1.1 приведено схематичне зображення діода–найпростішого електровакуумного приладу, що має тільки два електроди–катод К і анод А.

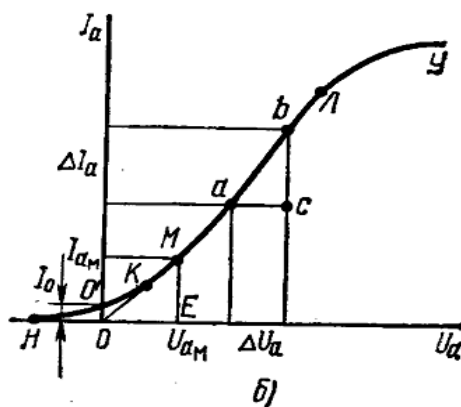
В основі роботи електровакуумних приладів лежить явище термоелектронної емісії. Термоелектронна емісія – це вихід електронів із металу внаслідок його нагрівання. При нагріванні деякі електрони набувають кінетичної енергії хаотичного руху достатньої для того, щоб здійснити роботу виходу  $A_{вих}$ . Робота виходу – це найменша енергія яку треба надати електрону, щоб він здійснив вихід із металу.

#### 1.2. Електровакуумний діод

Електровакуумний діод – це електронно-керована лампа, що має два електроди: анод і катод. На рис.1.1 приведено його умовне позначення. Електрони, що випромінює катод при його нагріванні, утворюють поблизу його поверхні просторовий від’ємний заряд, що утворює гальмівне електричне поле  $E_y$  (рис.1.2). При відсутності анодної напруги, біля катода утворюється електронна „хмаринка”. Електрони вилітають із катода і знову повертаються до нього. При вмиканні анодної напруги (плюсом на анод, мінусом на катод) деякі електрони, покидаючи „хмаринку”, досягають анода. Із збільшенням напруги все більша і більша частина електронів, що покинули катод, досягають анода. При деякому значенні анодної напруги всі електрони, що вилітають із катода, досягають анода. Таким чином, при деякому значенні напруги досягається насичення анодного струму, при подальшому зростанні анодної напруги струм залишається незмінним.



The diagram shows a vacuum tube with a grid labeled  $Q$ . The grid is connected to the primary of a transformer. The secondary of the transformer is connected to a load resistor  $R_a$  in series with a DC voltage source  $E_a$ . The anode of the tube is connected to the other terminal of  $R_a$ . The anode current is labeled  $I_a$ . The anode-cathode voltage is labeled  $U_a$ . The grid is biased by a negative voltage  $E_g$  and has a grid current  $I_g$  flowing into it. The cathode is connected to ground.


$$S = \Delta I_a / \Delta U_a.$$
$$R_{i.o} = U_a / I_a.$$
$$R_i = dU_a / dI_a.$$

5

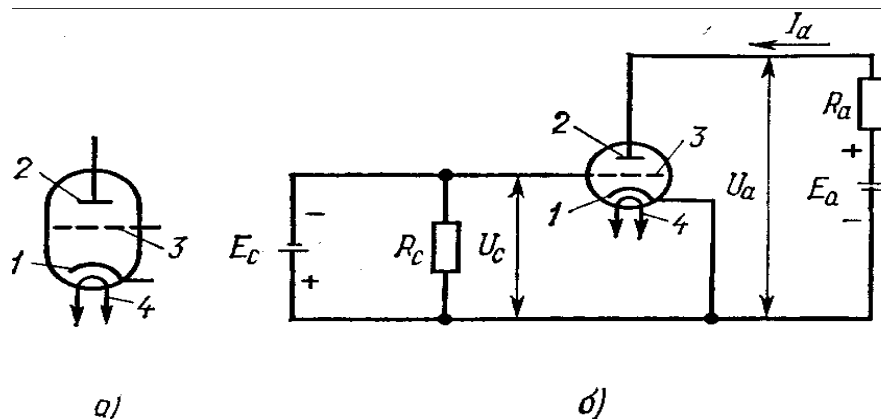


Рис.1.3 - Триод: 1-катод, 2-анод, 3-сітка, 4-підігрівач

Важливою властивістю триода є те, що малі зміни напруги на сітці приводять до значних змін анодної напруги, тобто відбувається підсилення сигналу.

Найважливішими характеристиками триода є анодно-сіткова й анодна характеристики. Анодно-сіткова характеристика являє собою залежність анодного струму  $I_a$  від напруги на сітці  $U_c$  при постійній анодній напрузі:  $I_a = f(U_c)$  при  $U_a = const$ . Сукупність анодно-сіткових характеристик, при різних значеннях анодної напруги приведена на рис.1.4.а).

Анодна характеристика триода - це залежність анодного струму  $I_a$  від анодної напруги  $U_a$  при постійній напрузі на сітці:  $I_a = f(U_a)$  при  $U_c = const$ . Сукупність анодних характеристик при різних значеннях напруги на сітці приведена на рис.1.4.б).

Одним з найважливіших параметрів триода є коефіцієнт підсилення

$$\mu = \left( \frac{\Delta U_a}{\Delta U_c} \right) > 1 \quad (1.1)$$

де  $\Delta U_c$  - зміна сіткової напруги,  $\Delta U_a$  - відповідна зміна анодної напруги.

Недоліком триода є виникнення значного струму, який тече через сітку – це приводить до зменшення коефіцієнта підсилення.

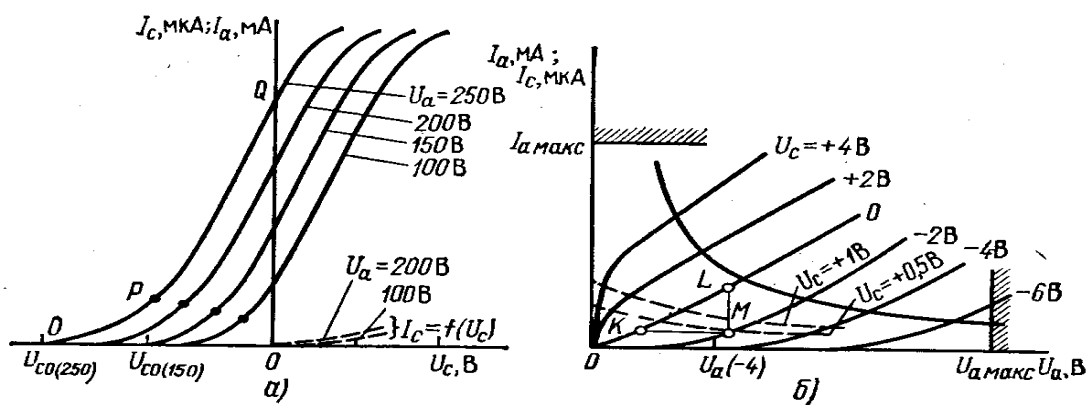


Рис .1.4 -Статичні характеристики триода: а - анодно-сіткові, б-анодні.

## 2. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ

### 2.1. Зонна теорія провідності

#### 2.1.1. Виникнення зон у кристалах і їх заповнення в провідниках, діелектриках і напівпровідниках

Електрони в ізолюваному атомі можуть мати тільки певні значення енергії. Ці значення енергії носять назву енергетичних рівнів.

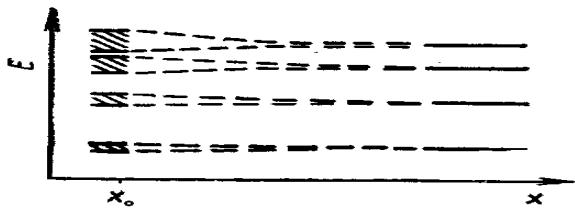


Рис.2.1.-Розщеплення енергетичних рівнів ізолюваного атома.

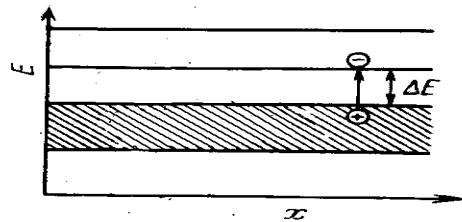


Рис.2.2.-Заповнення зон у діелектриках і напівпровідниках

Уявімо собі, що атоми зближаються один з одним (рис.2.1.) і в решті решт, коли відстань  $x$  наближається до  $x_0$  (сталого кристалічного ґратки), утворюють кристалічну ґратку твердого тіла. При зближенні атомів, унаслідок взаємодії між електронними оболонками атомів, виникає система енергетичних підрівнів, що носить назву дозволеної зони.

Дозволені зони відділяються одна від одної забороненою зоною “ширина” якої –  $\Delta E$  (див. Рис.2.2).

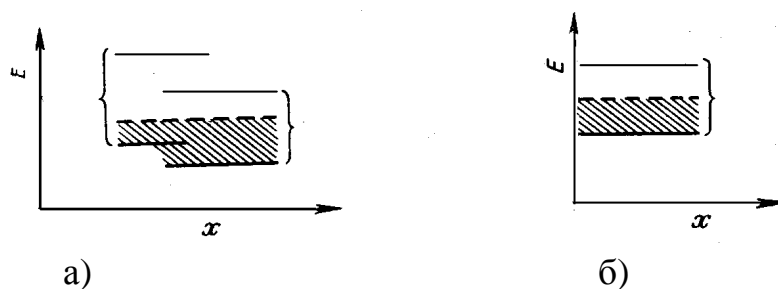


Рис.2.3 - Схема заповнення зон у металах.

Внутрішні дозволені зони, що відповідають заповненим оболонкам ізолюваного атома, повністю заповнені електронами. Ці зони не впливають на електричні властивості кристала. Оскільки більшість властивостей кристала пояснюється станом валентних електронів, то в зонній теорії розглядають валентну зону (зону, що утворилась із рівня на якому знаходяться валентні електрони) і найближчу до неї незаповнену зону, що називається зоною

провідності. В провідниках (металах) зона провідності або перекривається з валентною зоною (рис.2.3.а) або півзаповнена (рис.2.3.б), а тому існує велика кількість вільних носіїв заряду. В зоні провідності електрони мають таку енергію, що вони можуть вільно рухатись у кристалах.

Заповнення зон при абсолютному нулі температури в напівпровідниках і діелектриках має однаковий вигляд (рис.2.2.), тобто валентна зона повністю заповнена, а зона провідності – пуста і різниця між напівпровідниками й діелектриками полягає в ширині забороненої зони: для діелектриків  $\Delta E > 3 e B$ ; для напівпровідників  $\Delta E \leq 1 e B$ .

В напівпровідниках, таких як германій і кремній, ширина забороненої зони дорівнює:  $\Delta E \sim 1 e B$  ( $1 e B$  (електрон вольт) – це енергія, якої набуває електрон, що пройшов різницю потенціалів  $1 B$ ).

### 2.1.2. Провідність чистих напівпровідників і її залежність від температури

Розглянемо напівпровідники при абсолютному нулі температури. При  $T = 0$  зона провідності пуста, напівпровідник веде себе як діелектрик, бо в ньому немає вільних електричних зарядів.

При підвищенні температури, при деякому значенні  $T$ , деякі електрони в валентній зоні набувають енергії, достатньої для того, щоб перейти з валентної зони в зону провідності. При цьому в зоні провідності з'являється електрон а в валентній зоні – некомпенсований позитивний заряд –дірка(рис.2.2.).

Як вільний електрон в зоні провідності, так і дірка в валентній зоні приймають участь у провідності тобто якщо до напівпровідника прикласти напругу, то в ньому потече струм, який буде складатися з електронного і дірочного струму  $I = I_{el} + I_{\partial}$ . Дірка в кристалі пересувається завдяки впорядкованому руху електронів. При цьому кожен електрон пересувається на відстань, що дорівнює сталій ґратки, а дірка може пройти весь кристал. Це відбувається під дією зовнішньої напруги.

Таким чином, власна провідність чистого напівпровідника завжди є змішаною, або електронно- дірковою.

Провідність у напівпровіднику описується співвідношенням:

$$\sigma = \sigma_0 \exp(-\Delta E / 2 k T), \quad (2.1)$$

де  $\sigma_0 - const$ ;

$k$  – стала Больцмана;

$T$  - абсолютна температура;

$\Delta E$  - ширина забороненої зони.

Графік залежності провідності від температури в логарифмічному масштабі приведений на рис.2.4.



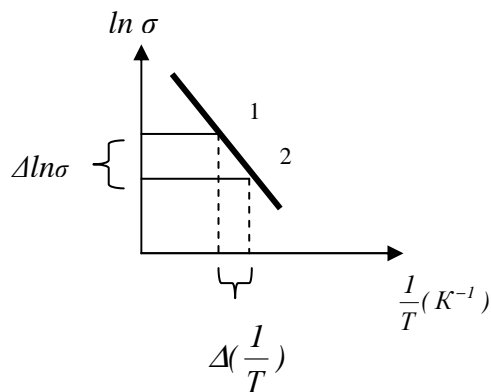


Рис.2.4 - Залежність провідності чистого напівпровідника від температури.

Логарифмуючи співвідношення ( 2.1)

$$\ln \sigma = \ln \sigma_0 - \Delta E / k T ,$$

і користуючись графіком (рис.2.4)

$$\Delta \ln \sigma = - (\Delta E / 2 k) \cdot \Delta (1 / T) ,$$

можна визначити ширину забороненої зони

$$\Delta E = 2k \Delta (\ln \sigma) / \Delta (1/T) .$$

### 2.1.3. Домішкова провідність напівпровідників

Домішкова провідність виникає в чистому напівпровіднику при введенні домішки, атом якої має незаповнений рівень поблизу верхнього рівня валентної зони (пунктирна лінія, рис.2.5.а). В цьому випадку найменшого збудження наприклад прикладення напруги досить для того, щоб електрон із валентної зони перейшов на рівень домішки. При цьому в валентній зоні з'явиться дірка але для того щоб електрон перейшов у зону провідності треба

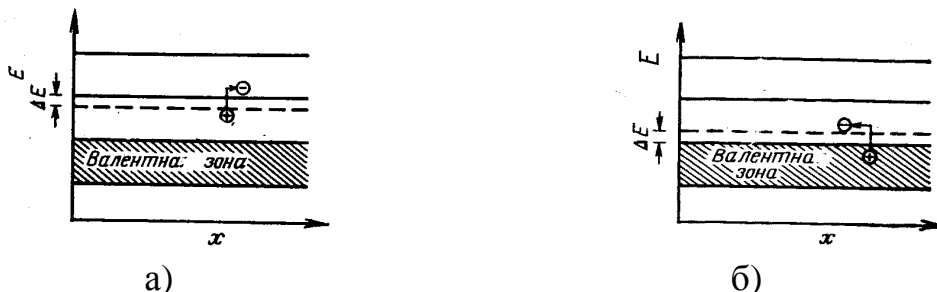


Рис2.5 - Зонна модель домішкової провідності напівпровідника:

а) *p*-типу або діркового; б) *n*-типу або електронного

мати набагато більшу енергію. Таким чином, вільних електронів у зоні провідності не виникає і провідність буде чисто діркова.

Для того, щоб отримати провідність електронного типу необхідно підібрати атом домішки так, щоб цей атом мав рівень, заповнений електроном, поблизу дна зони провідності (рис.2.5.б). В цьому випадку електрон з рівня атома домішки легко переходить у зону провідності. При цьому з'являється вільний електрон. Переходів електронів із валентної зони в зону провідності не відбувається, таким чином у валентній зоні дірки не виникають, тобто ми отримуємо провідність електронного або  $n$  – типу.

У зоні робочих температур напівпровідника при деякому зростанні температури провідність зростає (область1 на рис.2.6.). При досягненні певного значення температури провідність деякий час залишається незмінною (область2) тобто  $\sigma$  (провідність) сягає насичення. Починаючи з деяких значень температур з'являється власна провідність (область 3). У цьому випадку напівпровідниковий прилад стає некерованим. Напівпровідниковий прилад виконує свої функції тоді, коли його провідність керована. Напівпровідники бояться перегріву, або сильного електромагнітного опромінювання, бо при цьому прилад переходить у режим власної провідності.

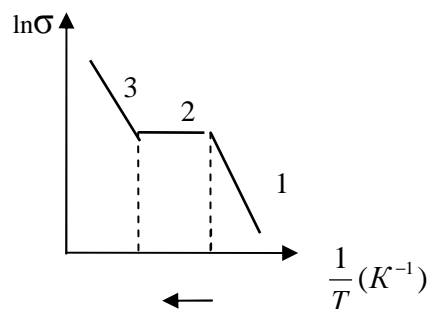


Рис.2.6 - Залежність домішкової провідності від температури.

## 2.2. Напівпровідникові діоди

### 2.2.1 $p$ - $n$ - перехід

Коли йде мова про  $p$ - $n$ -перехід, мають на увазі перехід з  $p$ -легованої області в  $n$ -леговану область у певній кристалічній ґратці основної речовини (наприклад, германію). Легування –це термічна обробка напівпровідника при якій в нього вводиться домішка. Розглядається симетричний  $p$ - $n$ -перехід, тобто концентрація донорів (домішки  $n$ -типу) дорівнює концентрації акцепторів (домішки  $p$ -типу). У перехідній області (рис.2.7.а) внаслідок дифузії відбувається рекомбінація електронів і дірок, тому більшість основних носіїв заряду зникають. Густина вільних електронів і дірок змінюється при цьому так, як показано на рис.2.7,б). У перехідній зоні залишаються позитивно й негативно іонізовані атомні остови, що створюють просторовий заряд;  $n$ -зона в межах перехідної зони позитивна,  $p$ -зона – негативна (рис.2.7.в). Виникає різниця потенціалів  $U_D$  (рис.2.7.г) і електричне поле, що створює дрейфовий струм. У рівноважному стані (тобто при відсутності зовнішньої напруги) повний струм що складається з дифузійного (основних носіїв) і дрейфового

струму (неосновних носіїв), дорівнює нулю, бо вони направлені назустріч одне одному.

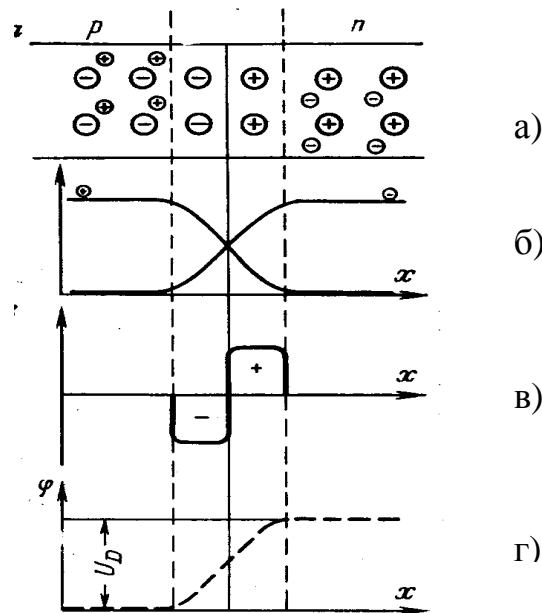


Рис. 2.7 -  $p$ - $n$  перехід при відсутності зовнішньої напруги: маленький кружок з плюсом – дірка, великий – іонізований донор; маленький кружок з мінусом – електрон, великий – іонізований акцептор.

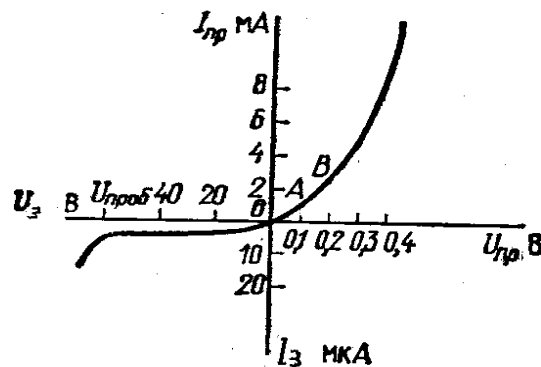


Рис.2.8 - Вольт-амперна, характеристика напівпровідникового діода

Електричною провідністю межевого шару (обмеженого на рис. 2.7,2.9. вертикальними лініями) можна керувати, якщо прикласти напругу між  $p$ - та  $n$ -областями. Якщо прикласти “плюс” до  $n$ -бласті а “мінус” до  $p$ -області, то вільні електрони з межевого шару потечуть до позитивного полюса, а дірки - до негативного полюса(рис.2.9). Межовий шар розширяється. Позитивний просторовий заряд у  $n$ -області й негативний просторовий заряд у  $p$ -області зростають. Між областями виникає різниця потенціалів  $U_p$  і межовий шар стає для основних носіїв заряду, тобто для електронів  $n$ -області й дірок  $p$ -області,

запiрним шаром. Неосновнi носії можуть долати запiрний шар створюючи невеликий струм. При змiнi полярностi прикладеної напруги основнi носії будуть змiщуватися назустріч одне одному, внаслідок чого рiзниця потенціалів  $U_p$  в межевому шарі зменшується.

Таким чином,  $p$ - $n$  -перехід є несиметричним по вiдношенню до напрямку зовнішньої напруги. В залежностi вiд її полярностi він або пропускає, або не пропускає струм. Елементи з такими вентильними властивостями називають діодами. В запiрному напрямку при малих напругах тече слабкий зворотний струм  $I_z$ . Лише при високих напругах  $U \geq U_{проб}$ , коли настає пробiй, зворотний струм рiзко зростає, така напруга вже є достатньою, щоб перевести валентні електрони в зону провiдностi. Найбiльш важливі застосування діодiв: випрямлення змiнної напруги, перетворення частоти, демодуляція амплітудно-модульованих і частотно-модульованих сигналiв.

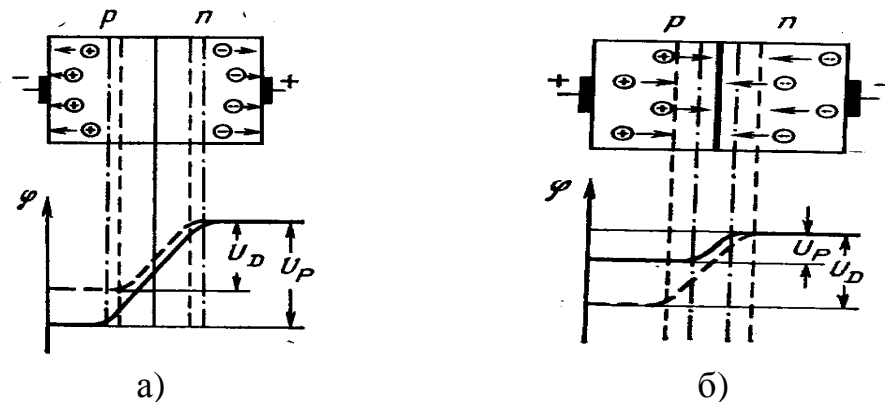


Рис.2.9 -  $p$ - $n$ -перехід під напругою: а) в запiрному напрямі; б) в прямому ,  
 ---- потенціал при відсутності напруги  
 — потенціал при прикладеній напрузі

### 2.2.2. Випрямлення змiнної напруги

Прості схеми для випрямлення змiнної напруги зображені на рис.2.10,2.11.

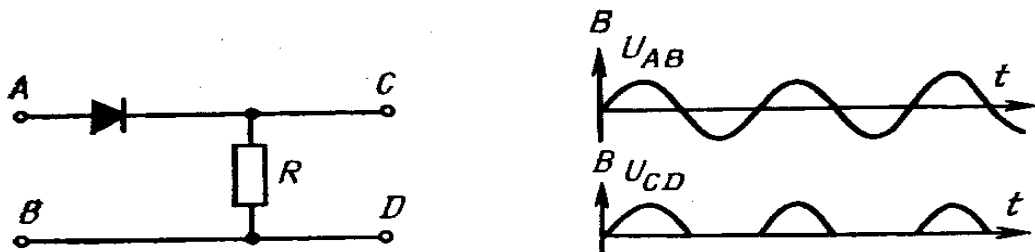


Рис.2.10 - Однопiвперіодне випрямлення.

При однопiвперіодному випрямленні (рис.2.10) на виході CD з'являється пульсуюча напруга  $U_{CD}$ .

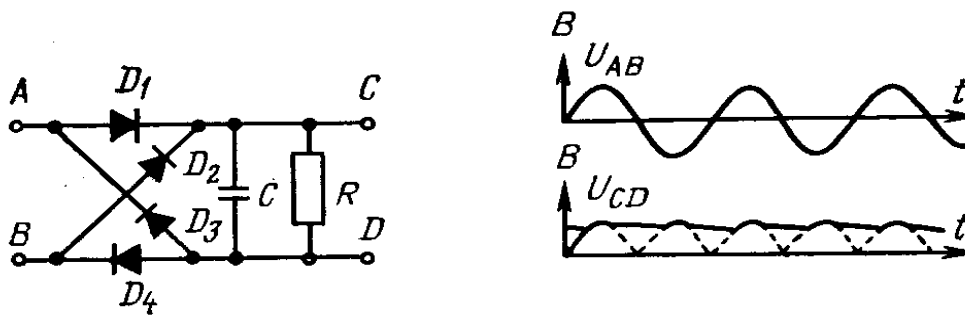


Рис.2.11 - Двопівперіодне випрямлення

При двопівперіодному випрямленні (рис.2.11) через опір  $R$  протікає струм як при позитивному (через діоди  $D_1$  і  $D_2$ ) так і при негативному півперіоді (через діоди  $D_2$  і  $D_3$ ). Додаткове згладжування вихідної напруги забезпечує конденсатор  $C$ .

### 2.3. Транзистори

Напівпровідникові тріоди або транзистори це прилади з двома  $p-n$  – переходами і трьома виводами, що призначені для генерування і перетворення електричних коливань.

Транзистори поділяють на уніполярні і біполярні. В уніполярних струм обумовлений рухом носіїв заряду тільки одного знаку (або електронами, або дірками), а в біполярних – обох знаків.

Біполярний транзистор являє собою монокристалічну пластинку напівпровідника, в якій утворені три області – дві мають однаковий тип провідності і поділені між собою областю з іншим типом провідності. Ця середня область називається базою, а дві крайні – емітером і колектором. Емітер здійснює інжекцію (вприскування) носіїв у базу, а колектор екстракцію носіїв.

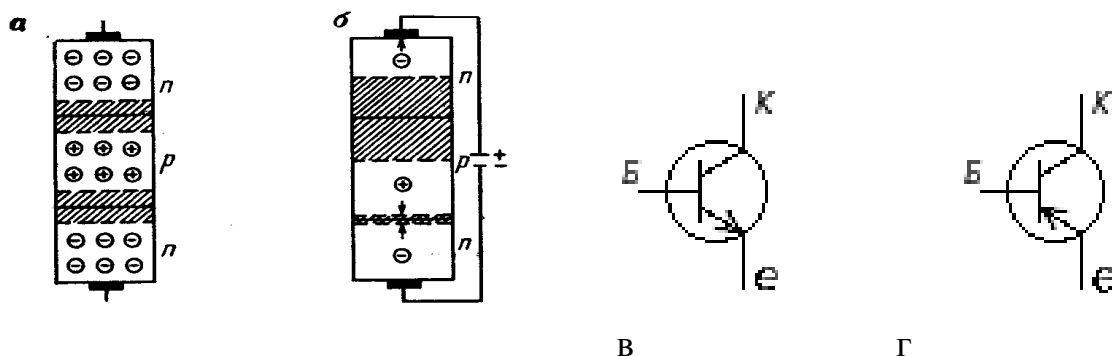


Рис.2.12: а.  $n-p-n$ -елемент при відсутності напруги  
 б.  $n-p-n$ -транзистор з підключеним живленням  
 в. умовне позначення  $n-p-n$ -танзистора  
 г. умовне позначення  $p-n-p$ -танзистора

Транзистор у якого емітер і колектор мають електропровідність  $p$ -типу, а база – електропровідність  $n$ -типу називається транзистором  $p-n-p$  типу (рис.2.12.г). Якщо база має електропровідність  $p$ -типу, а емітер і колектор – електропровідність  $n$ -типу – це транзистор  $n-p-n$  типу (рис.2.12в). У подальшому будемо для простоти розглядати тільки транзистори  $n-p-n$ -типу, бо процеси в  $p-n-p$  –транзисторах протікають аналогічно. Різниця полягає лише в тому, що до їх виводів подається напруга зворотної полярності. Так, якщо колектор транзистора  $p-n-p$  - типу підключається до негативного полюса джерела, то колектор  $n-p-n$ -типу - до позитивного. Зменшення потенціалу бази викликає зменшення опору транзистора  $p-n-p$  - типу і збільшення опору транзистора  $n-p-n$  типу. Транзистор із-за однотипності крайніх областей є зворотним приладом, тобто якщо поміняти місцями емітер і колектор, то працездатність його в якійсь мірі збережеться. Однак, оскільки транзистори мають несиметричну конструкцію (наприклад, площа емітерного переходу менша площі колекторного переходу), а емітер і колектор часто виготовляють з різних матеріалів, то пряме й інверсне включення транзистора нерівноцінне.

### 2.3.1. Класифікація транзисторів

Класифікацію транзисторів виконують:

- 1) за їх функціональним призначенням (підсилювальні, імпульсні, малошумні, високовольтні, потужні і т.д.);
- 2) за напівпровідниковим матеріалом (кремнієві, германієві);
- 3) за потужністю (малої потужності – до 0,3 Вт, середньої потужності – від 0,3 до 1,5 Вт, великої потужності – більше 1,5 Вт);
- 4) за частотою (низької частоти – до 3 МГц, середньої частоти – 3-30 МГц, високої частоти – 30-300 МГц, надвисокої частоти (НВЧ) більше 300 МГц).

Існує три основні схеми ввімкнення транзистора в електричне коло: з спільним емітером, із спільною базою і спільним колектором. Схема ввімкнення транзистора в електричне коло з спільним емітером показана на рис.2.13.

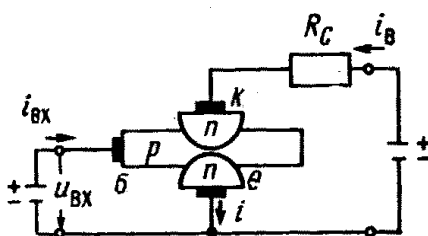


Рис.2.13 -  $n-p-n$ -транзистор ввімкнений за схемою з загальним емітером

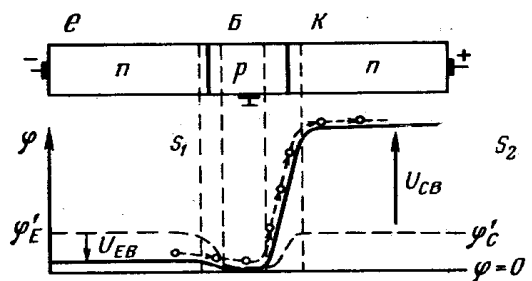


Рис.2.14 - Потенціальна діаграма  $n-p-n$ -транзистора.

### 2.3.2. Принцип роботи транзистора

Розглянемо принцип роботи транзистора  $n-p-n$  типу. При відсутності зовнішньої напруги на транзисторі  $n-p-n$  типу обидва запірних шари утворюються під дією дифузійних струмів (рис.2.12.а). Ситуація змінюється при підключенні джерела напруги (рис.2.12.б). Як і в діоді, що працює в запірному напрямку, запірний шар розширюється (верхній  $p-n$ -перехід). Нижній  $n-p$ -перехід можна розглядати як діод, ввімкнений в пропускну напрямі. На верхній запірний шар можна впливати не тільки напругою, а й струмом  $i_{ex}$  який виникає при ввімкненні другого джерела напруги (рис.2.13.). Внаслідок того, що середня область (база) набагато тонша ніж зовнішні шари, основна частина електронів спрямовується до позитивного полюса правого джерела напруги. Електрони, що прямують до верхньої  $n$ -області, створюють у правому контурі вихідний струм  $i_e$  набагато більший ніж  $i_{ex}$ . Таким чином, транзистор дозволяє керувати значними струмами за допомогою малих струмів, база відіграє в транзисторі таку ж роль, як сітка в вакуумному триоді.

Криві потенціальної енергії електронів (суцільні прямі) і дірок (пунктирні прямі) приведені на рис.2.14. На перехід емітер – база подається пряма напруга, а на перехід база-колектор (Б-К) - подається велика напруга в зворотному напрямі. Це приводить до пониження потенціального бар'єра на переході емітер-база (Е-Б) і підвищення потенціального бар'єру на переході Б-К. Протікання струму в колі емітера супроводжується проникненням електронів в область бази. Проникнувши в базу, електрони дифундують у напрямі до колектора. Якщо товщина бази маленька, майже всі електрони не встигаючи рекомбінувати, досягають колектора. В ньому вони підхоплюються електричним полем більш потужного джерела, ввімкненого між емітером і колектором, і збільшують струм, що тече в запірному напрямі в колі колектора.

Будь-яка зміна струму в колі емітера призводить до зміни кількості електронів, які проникають у колектор і отже до такої ж зміни струму в колі колектора.

Оскільки перехід Б-К увімкнено в запірному напрямі, то його опір значно більший опору переходу Е-Б, тобто

$$R_{\bar{\delta}-\kappa} \gg R_{e,\bar{\delta}}, \Delta I_e \approx I_{\kappa},$$
$$\Delta U_{e\bar{\delta}} = \Delta I_e R_{e,\bar{\delta}}, \Delta U_{\bar{\delta}\kappa} = \Delta I_{\kappa} R_{\bar{\delta},\kappa}.$$

Таким чином  $\Delta U_{\bar{\delta}\kappa} \gg \Delta U_{e\bar{\delta}}$ ,

тому при однакових змінах струмів емітера й колектора зміна напруги в колі колектора буде в багато разів більша, ніж у колі емітера. Отже, транзистор увімкнений за схемою з спільним емітером, підсилює напругу і потужність. Збільшення потужності виникає за рахунок струму в колі колектора.

### 2.3.3. Параметри транзисторів

1. Коефіцієнт підсилення за струмом показує, на скільки мА змінюється вихідний струм при зміні вхідного струму на 1 мА при сталій напрузі на виході. Для транзистора, увімкненого за схемою з спільною базою,

коефіцієнт підсилення за струмом  $\alpha = \frac{\Delta I_{\kappa}}{\Delta I_e}$  при  $U_{\kappa\delta} = const$ ,

$$\Delta I_{вих} = \Delta I_{\kappa}, \Delta I_{вх} = \Delta I_e, \Delta U_{вих} = \Delta U_{\kappa\delta}.$$

2. Коефіцієнт підсилення за струмом для транзистора, увімкненого за схемою з спільним емітером

$$\beta = \frac{\Delta I_{\kappa}}{\Delta I_{\delta}} \text{ при } U_{\kappa e} = const.$$

Враховуючи, що  $\Delta I_{\kappa} = \Delta I_e - \Delta I_{\delta}$  отримуємо  $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ .

При малих змінах струмів і напруг транзистор характеризують  $h$ -параметрами.

Якщо розглядати транзистор, увімкнений зі схемою з спільним емітером як активний чотириполіусник, то  $h$  - параметри для нього визначаються за вхідними і вихідними струмами і напругами наступним чином.

1. Вхідний опір  $h_{11e}$  – відношення зміни напруги на вході до викликаної нею зміни вхідного струму  $h_{11e} = \frac{\Delta U_{\delta e}}{\Delta I_{\delta}}$  при  $\Delta U_{\kappa e} = 0$ .

2. Коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою  $h_{12e}$  – відношення приросту вхідної напруги до викликаної нею зміни напруги на виході при розімкнутому вхідному колі

$$h_{12e} = \frac{\Delta U_{\delta e}}{\Delta U_{\kappa e}} \text{ при } I_{\delta} = 0.$$

3. Коефіцієнт підсилення за струмом – це відношення приросту вихідного струму до приросту струму на вході при короткому замиканні вихідного кола

$$h_{21e} = \frac{\Delta I_{\kappa}}{\Delta I_{\delta}} \text{ при } \Delta U_{\kappa e} = 0.$$

4. Вихідна провідність – відношення зміни вихідного струму до зміни напруги на виході в режимі холостого ходу на вході

$$h_{22e} = \frac{\Delta I_{\kappa}}{\Delta U_{\kappa e}} \text{ при } I_{\delta} = 0.$$

Гранично припустимий режим роботи транзистора характеризується наступними основними параметрами:



1. Максимально припустимими напругами на емітерному і колекторному переходах  $U_e$  і  $U_k$ , перевищення яких приводить до пробую переходів;
2. Максимально припустимими струмами емітера і колектора  $I_e$  і  $I_k$  – перевищення приводить до теплового пробую;
3. Максимально припустимою потужністю  $P_{\text{макс}}$ , що розсіює транзистор (в основному на колекторному переході);
4. Граничною частотою підсилення, при якій значення коефіцієнта підсилення  $\alpha$  зменшується в  $\sqrt{2}$  разів порівняно з  $\alpha$  на низьких частотах;
5. Граничною частотою – частотою, при якій коефіцієнт підсилення зменшується до 1.
6. Коефіцієнтом шуму  $F_u$ , що показує в скільки разів потужність шуму в колі навантаження реального транзистора більше потужності шуму на виході ідеального транзистора, еквівалентного за всіма іншими параметрами реальному приладу.

### 3. ГЕНЕРУВАННЯ І ПІДСИЛЕННЯ КОЛИВАНЬ

#### 3.1. Підсилювачі на електровакуумних тріодах

Підсилювачі - це пристрої, що призначені для підсилення електричних сигналів при припустимому рівні спотворення їх форми, частоти.

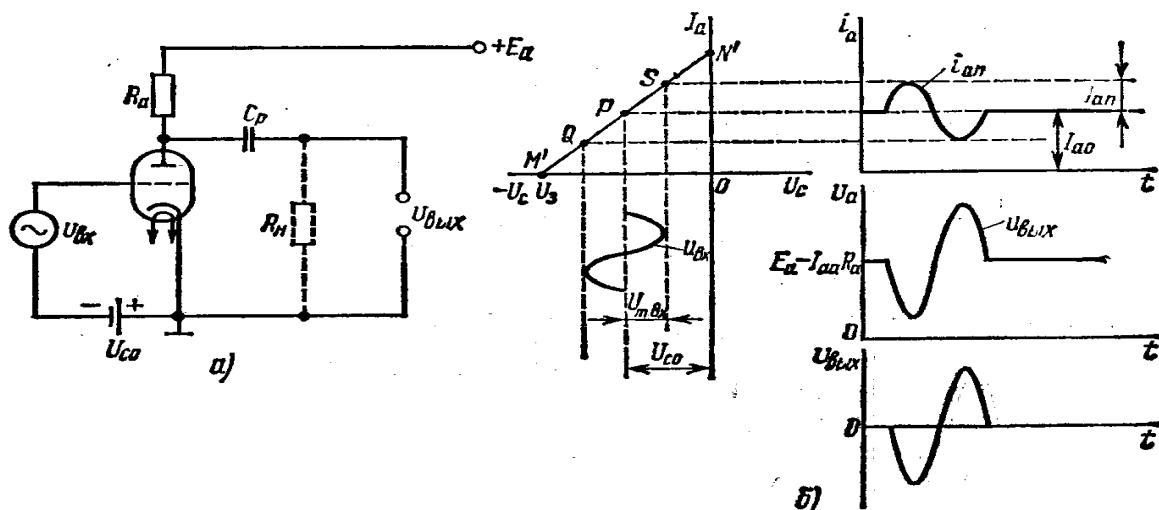


Рис.3.1 - Підсилювач на тріоді

На рис.3.1.а) приведено схему найпростішого підсилювача на тріоді. При відсутності змінного входного сигналу  $U_{ex}$  в анодному колі циркулює постійний струм  $I_{a0}$  (струм спокою), що зменшує напругу на аноді на  $I_{a0} R_a$ , тобто  $U_a = E_a - I_{a0} R_a$ . Коли на вхід подається змінний сигнал  $U_{ex}$ , в анодному колі з'являється змінна складова  $i_{a3}$  анодного струму  $i_a$ . В

результаті струм в анодному колі  $i_a = I_{a0} + i_{a3}$ . Оскільки роздільний конденсатор  $C_p$  не пропускає постійну складову, на виході підсилювача отримуємо змінну складову анодної напруги  $U_{вих} = i_{a3} R_a$ . Напруги  $U_{вх}$  і  $U_{вих}$  (рис.3.1.б) знаходяться в протифазі.

### 3.2.Транзисторні підсилювачі

Транзисторні підсилювачі мають 2 особливості: керуються струмом, а не напругою, потребують температурної стабілізації.

Переваги транзисторів у порівнянні з електровакуумними приборами: надійність, довговічність, малі габарити, економічність.

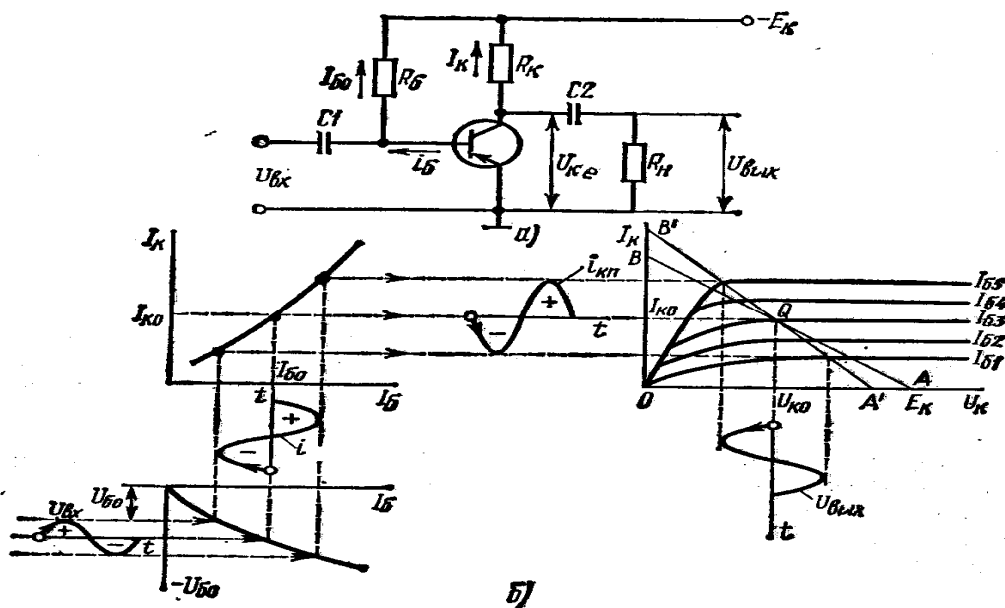


Рис.3.2 - Підсилювач на транзисторі, ввімкнений за схемою з загальним емітером: а-схема; б-характеристики та часові діаграми напруг і струмів.

Підсилювач на транзисторі, ввімкнений за схемою з загальним емітером приведений на рис.3.2. І такому підсилювачі за допомогою  $R_{б}$  – опору бази, фіксується положення робочої точки струму спокою бази  $I_{б0}$  при напрузі спокою  $U_{б0}$ . Вхідний сигнал на вході викликає зміну змінної складової струму бази  $i_{б3}$ , що обумовлює зміну змінної складової струму колектора  $i_{к3}$ .

Конденсатори  $C_1$ ,  $C_2$  в схемі призначені для виділення змінної складової.  $R_{н}$  – опір навантаження, з нього знімається сигнал,  $E_{к}$  – джерело живлення.

### 3.3 Основні параметри і характеристики підсилювачів

#### 3.3.1 Параметри підсилювачів

1. Коефіцієнт підсилення за напругою  $K_u$  — це відношення амплітуд змінних

складових напруги сигналу на виході і на вході:  $K_u = \frac{U_{вих}}{U_{вх}}$ .

2. Коефіцієнт підсилення за струмом  $K_I$  - це відношення амплітуд змінних складових струму на виході і на вході:  $K_I = \frac{I_{вих}}{I_{вх}}$ .

3. Коефіцієнт підсилення за потужністю  $K_P$  - це відношення амплітуд змінних складових потужності на виході і на вході:  $K_P = \frac{P_{вих}}{P_{вх}}$ .

Часто користуються коефіцієнтом підсилення в логарифмічному масштабі:

$$K_u = 20 \log \frac{U_{вих}}{U_{вх}}, K_I = 20 \log \frac{I_{вих}}{I_{вх}}, K_P = 20 \log \frac{P_{вих}}{P_{вх}}. \quad (3.1)$$

Для досягнення необхідного коефіцієнта підсилення часто використовують багатокаскадні підсилювачі. Коефіцієнт підсилення підсилювача, що містить  $N$  каскадів визначається добутком коефіцієнтів підсилення окремих каскадів

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \dots K_N \quad (3.2)$$

### 3.3.2. Характеристики підсилювачів

1. Діапазон частот, що підсилюється - це область частот, у межах якої коефіцієнт підсилення знаходиться в межах технічних умов відхилення коефіцієнта підсилення від максимального значення - 12%-40%.

2. Коефіцієнт корисної дії - це відношення вихідної потужності до загальної потужності, що споживається

$$\eta = \frac{P_{вих}}{P_{заг}}$$

3. Номінальна напруга - це та максимальна вихідна напруга, що забезпечує підсилювач в рамках заданого спотворення сигналу.

4. Амплітудна характеристика - це залежність напруги на виході від напруги на вході (приведена на рис.3.3а).

5. Частотна характеристика - залежність коефіцієнта підсилення від частоти приведена на рис.3.3б.

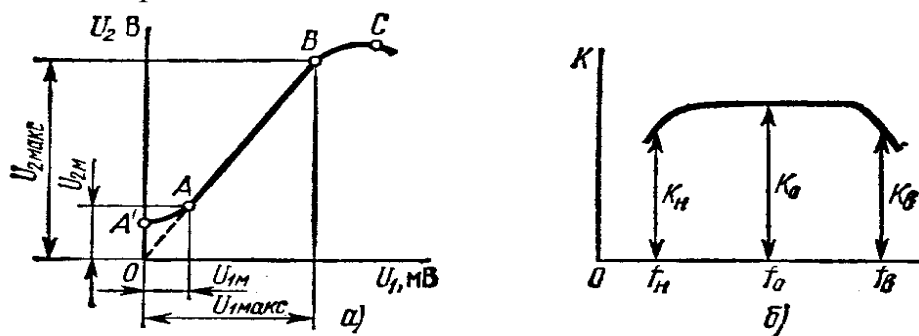


Рис.3.3 - Характеристики підсилювача: а-амплітудна, б-частотна

### 3.4. Спотворення сигналу

Спотворення сигналу діляться на фазові, частотні й амплітудні.

Фазові спотворення – це результат впливу реактивних елементів підсилювача (конденсатори, котушки індуктивності, трансформатори), реактивний опір яких залежить від частоти

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C}, \quad X_L = \omega \cdot L,$$

де  $L$  – Індуктивність,  $C$  – ємність,  $\omega$  – циклічна частота.

Частотні спотворення пов'язані з різним значенням коефіцієнта підсилення для різних частот. Амплітудні спотворення пов'язані з нелінійностями вольтамперних характеристик ламп або напівпровідникових приладів.

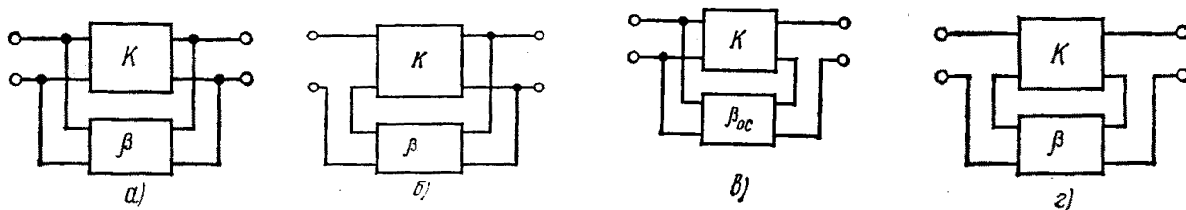


Рис.3.4 - Зворотні зв'язки в підсилювачі: а,б-паралельний і послідовний за напругою; в,г- паралельний і послідовний за струмом

Для боротьби з різними спотвореннями сигналів у підсилювач вводять зворотний зв'язок (рис.3.4). Зворотний зв'язок – це дія вихідного сигналу на вхід пристрою. Розрізняють негативний зворотний зв'язок, що приводить до ослаблення вхідного сигналу і позитивний зворотний зв'язок, що приводить до підсилення вхідного сигналу. Таким чином негативний зворотний зв'язок зменшує, а позитивний – збільшує коефіцієнт підсилення підсилювача. Кількісною характеристикою зворотного зв'язку є коефіцієнт передачі  $\beta = \beta(\omega)$ , він характеризує, яка частина вихідної напруги  $U_{вих}$  подається на вхід:

$$\beta = \frac{U_{зз}}{U_{вих}}, \text{ де } U_{зз} - \text{напруга зворотного зв'язку.}$$

### 3.5. Операційні підсилювачі

У діапазоні від 0 до 1 МГц використовують багатокаскадні підсилювачі. Найчастіше вони виконані на інтегральних схемах.

Операційними їх називають тому, що їх використовують для дуже різноманітних операцій: підсилення напруги, струму, для таких математичних операцій як інтегрування, диференціювання, додавання, тощо.

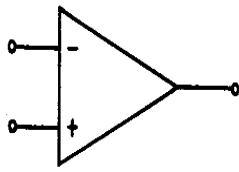


Рис.3.5 - Умовне позначення операційного підсилювача

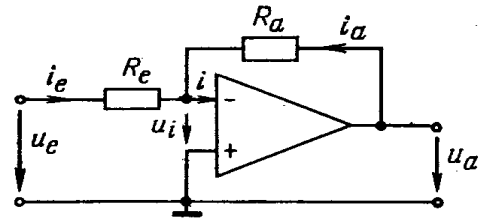


Рис.3.6. - Операційний підсилювач у режимі лінійного підсилення

Операційні підсилювачі (див.рис.3.5) мають два входи: інвертований (позначений плюсом) і неінвертований вхід (позначений мінусом). Якщо сигнал подається на інвертований вхід, то на виході отримуємо сигнал зсунутий по фазі відносно вхідного на  $180^\circ$  (перевернений).

### 3.5.1. Операційний підсилювач у ролі підсилювача напруги

Проаналізуємо роботу операційного підсилювача з негативним зворотним зв'язком в інвертованому режимі (рис.3.6.). За звичай будемо вважати, що вхідний опір дорівнює нескінченності, вихідний-нулю, опір між окремими входами і масою дорівнює нескінченності.

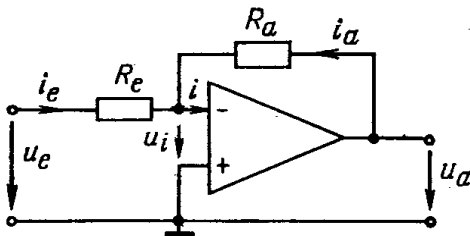


Рис.3.7 - Операційний підсилювач як диференціювач

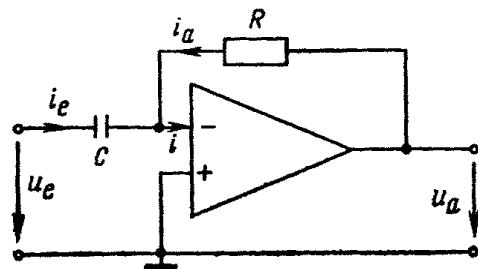


Рис.3.8 - Операційний підсилювач як інтегрувач.

Тоді для вузла (де сходяться струми  $i_a$ ,  $i_e$ ,  $i$ ) маємо

$$i_a + i_e - i = 0. \quad (3.3)$$

Завдяки високому вхідному опору ( $i \approx 0$ )

$$i_a + i_e = 0. \quad (3.4)$$

Вважаємо, що операційні підсилювачі мають великий коефіцієнт підсилення внаслідок того, що коефіцієнт підсилення великий:  $U_i \approx 0$ ,

$$-U_e + R_e i_e + U_i = 0, i_e = \frac{U_e}{R_e}; \quad (3.5)$$

$$-U_a - R_a i_a - U_i = 0, i_a = \frac{U_a}{R_a}. \quad (3.6)$$

Підставляючи (3.5), (3.6) в (3.4) маємо

$$-\frac{U_a}{R_a} + \frac{U_e}{R_e} = 0, \frac{U_a}{U_e} + \frac{R_a}{R_e} = k, \quad (3.7)$$

де  $k$  - коефіцієнт підсилення за напругою.

### 3.5.2. Режим диференціювання

Схему операційного підсилювача в режимі диференціювання приведено на рис. 3.7. Із визначення ємності конденсатора маємо:  $q = CU$ .

$$\text{Згідно з визначенням струму: } i_e = \frac{dq}{dt} = \left( \frac{d}{dt} \right) (CU_e) = C \left( \frac{dU_e}{dt} \right). \quad (3.8)$$

$$\text{Використовуючи (3.4) і (3.8) отримаємо} \quad C \left( \frac{dU_e}{dt} \right) - \frac{U_a}{R_a} = 0,$$

$$\text{звідки} \quad U_a = R_a C \left( \frac{dU_e}{dt} \right). \quad (3.9)$$

При диференціюванні вихідний сигнал  $U_a$  має вигляд похідної від первинного сигналу (3.9).

### 3.5.3. Режим інтегрування

Інтегруючу схему приведено на рис.3.8. Діючи аналогічно п.3.5.2, отримуємо

$$i_a = \frac{dq}{dt} = \frac{d(U_a C)}{dt} = C \left( \frac{dU_a}{dt} \right),$$

$$\frac{U_e}{R} - C \left( \frac{dU_a}{dt} \right) = 0,$$

$$dU_a = \left( \frac{U_e}{RC} \right) dt,$$

$$U_a = \frac{1}{RC} \int U_e dt + U_{e0}. \quad (3.10.)$$

За звичай  $U_{e0} = 0$ . Із виразу (3.10.) видно, що вихідний сигнал визначається через інтеграл від вхідного.

### 3.6. Генератори

Генератор – це електронний пристрій, що перетворює енергію джерела постійного струму в енергію незгасаючих електромагнітних коливань заданої форми і частоти.

Класифікацію генераторів здійснюють:

1. За формою сигналу (генератори гармонічних (синусоїдальних) коливань, генератори негармонічних коливань, генератори пилоподібної напруги);
2. За частотою (високочастотні  $f > 100$  кГц, низькочастотні  $10 \leq f \leq 100$  кГц, інфранизькочастотні (нижче 10 кГц));
3. За типом активного підсилювального елемента (на електронних лампах, на транзисторах, з використанням операційних підсилювачів);
4. За способом збудження (з зовнішнім збудженням, автогенератори);
5. За видом коливальної системи (генератор з резонансним коливальним контуром, що містить елементи C, L, R, генератор з кварцовою пластиною).

Важливою характеристикою генератора є стабільність частоти – це здатність генератора підтримувати частоту сталою на протязі деякого часу під дією дестабілізуючих факторів (робота інших генераторів та радіоелектронних пристроїв, температура та вологість повітря, механічні деформації). Абсолютна нестабільність частоти

$$\Delta f = f - f_n.$$

Відносна нестабільність частоти – відношення абсолютної нестабільності до несучої частоти

$$\delta f = \frac{\Delta f}{f_n}. \quad (3.11)$$

Для кварцових генераторів  $\delta f \sim 10^{-7}$ .

В геодезичних приладах використовують, як правило, кварцові генератори як еталони довжини, бо висока стабільність частоти забезпечує стабільність еталона довжини.

Кварцові генератори – генератори, в яких замість коливального контура використовують кварцові пластинки.



Рис.3.9 - Блок-схема кварцового генератора.

Генератор складається з підсилювача, резонатора (коливального контура) і петлі зворотного зв'язку (рис.3.9). Якщо енергія зворотного зв'язку менша за ту, що необхідна для створення номінальної вихідної енергії, то енергія зворотного зв'язку приводить до зростання підсилення. Якщо ж вона точно відповідає енергії, що необхідна для отримання вихідної енергії, то виникають автоколивання, бо енергія зворотного зв'язку повністю заміщає вхідну енергію. Це досягається підбором параметрів зв'язку коливального контура та елементів, що входять у петлю зворотного зв'язку.

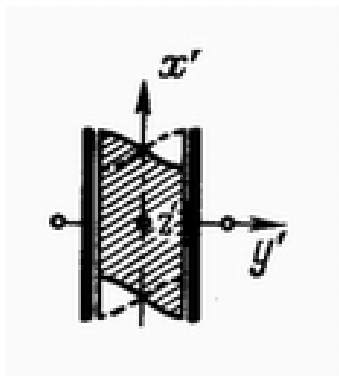


Рис.3.10 - Основне коливання в кварцовій пластині.

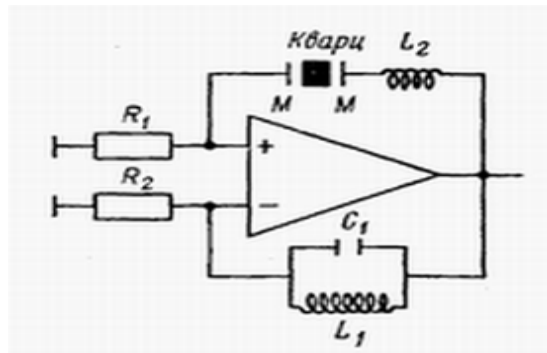


Рис.3.11 - Спрощена схема кварцового генератора.

Робота кварцового генератора базується на п'єзоелектричному ефекті й ефекті електрострикції. П'єзоелектричний ефект полягає в тому, що при механічній деформації кварцової пластинки на її поверхні виникають електричні заряди. Явище електрострикції полягає в тому, що коли до кварцової пластинки прикласти напругу, то це приводить до її деформації і до виникнення механічних коливань у пластинці, якщо напруга-змінна.

Механічні коливання, що можуть існувати в кварцовій пластинці без загасання задовольняють таким умовам: на товщині пластинки  $d$  повинно вкладатися ціле число половин довжини хвилі  $d = n \frac{\lambda}{2}$ ,  $n = 1, 2, 3, \dots$ . Основне коливання, коли на товщині пластинки вкладається півхвилі показано на рис.3.10.

Від того, скільки півхвиль вкладається на товщині пластинки залежить частота, що генерується кварцовим генератором. Від частоти, що генерується, залежить величина еталона довжини, який необхідний в віддалемірі для вимірювання відстаней.

### 3.7. Перетворення частоти. Множення частоти

Множення частоти досягається шляхом подання сигналу на пристрій, що має нелінійний опір, вольт-амперна характеристика якого може бути представлена поліномом виду



$$I_a = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots, \quad (3.12)$$

де  $a_1, a_2, a_3, a_4$  – константи.

Подано на пристрій синусоїдальну напругу  $U = \tilde{u} \sin \omega t$ ,  
тоді з (3.12) будемо мати:

$$I_a = a_0 + a_1 \tilde{u} \sin \omega t + a_2 \tilde{u}^2 \sin^2 \omega t + \dots + a_3 \tilde{u}^3 \sin^3 \omega t + \dots \quad (3.13)$$

Після відповідних тригонометричних перетворень із (3.13) отримаємо

$$I_a = a_0 + \frac{1}{2} a_2 \tilde{u}^2 + (a_1 \tilde{u} + \frac{3}{4} a_3 \tilde{u}) \sin \omega t - \frac{1}{2} a_2 \tilde{u}^2 \cos 2\omega t - \frac{1}{4} a_3 \tilde{u}^3 \sin \omega t + \dots \quad (3.14)$$

У випадку необхідності можна виділити сигнал потрібної частоти  $2\omega$  за допомогою смугового фільтра.

### **Змішування коливань.**

Маємо два коливання різної частоти

$$U_1 = \tilde{u}_1 \sin \omega_1 t, \quad U_r = \tilde{u}_r \sin \omega_r t.$$

Подано ці два коливання на нелінійний пристрій, вольт-амперна характеристика якого має вигляд (3.12). Тоді для вихідного струму будемо мати

$$I_a = a_0 + a_1 (\tilde{u}_1 \sin \omega_1 t + \tilde{u}_r \sin \omega_r t) + a_2 (\tilde{u}_1 \sin \omega_1 t + \tilde{u}_r \sin \omega_r t)^2 + \dots$$

У результаті тригонометричних перетворень отримаємо

$$I_a = a_0 + \frac{1}{2} a_2 \tilde{u}_1^2 + \frac{1}{2} a_2 \tilde{u}_r^2 + a_1 \tilde{u}_1 \sin \omega_1 t + a_1 \tilde{u}_r \sin \omega_r t - \frac{1}{2} a_2 \tilde{u}_1^2 \cos 2\omega_1 t - \frac{1}{2} a_2 \tilde{u}_r^2 \cos 2\omega_r t + a_2 \tilde{u}_1 \tilde{u}_r \cos(\omega_1 - \omega_r)t - a_2 \tilde{u}_1 \tilde{u}_r \cos(\omega_1 + \omega_r)t. \quad (3.15)$$

Вираз (3.15) містить коливання з сумарною і різницевою частотами.

За допомогою фільтра можна виділити різницеву частоту  $\omega_1 - \omega_r$ , що і застосовують у багатьох електромагнітних віддалемірах для перетворення високих частот у низькі.

### **3.8. Визначення різниці фаз високочастотного (ВЧ) сигналу**

Якщо визначають різницю фаз двох ВЧ сигналів

$$U_1 = \tilde{U}_1 \sin \omega_1 t, \quad U_2 = \tilde{U}_2 \sin(\omega_2 t + \varphi),$$

і вимірювання хочуть здійснити на низькій частоті, то обидва сигнали треба змішати з сигналом гетеродина (допоміжного генератора), (рис. 3.12)

$$U_r = \tilde{U}_r \sin(\omega_r t + \psi).$$

Вважаємо при цьому, що вольт-амперні характеристики обох каскадів описуються співвідношенням (3.12). Після змішування сигналів  $U_r$  і  $U_1$  на змішувачі 1 і сигналів  $U_r$  і  $U_2$  на змішувачі 2 і фільтрації за допомогою

смугових фільтрів на виходах змішувачів утворюються сигнали різницевої частоти  $\omega_p = \omega - \omega_\Gamma$  з амплітудами  $\tilde{U}_{1a}$  і  $\tilde{U}_{2a}$  і з тою ж різницею фаз  $\psi$

$$U_{1a} = \tilde{U}_{1a} \cos(\omega_p t - \psi),$$

$$U_{2a} = (\omega_p t + \varphi - \psi).$$

Оскільки вимірювання різниці фаз на низьких частотах (НЧ) можна здійснити точніше, такий спосіб вимірювання різниці фаз застосовується майже в усіх світловіддалемірах.

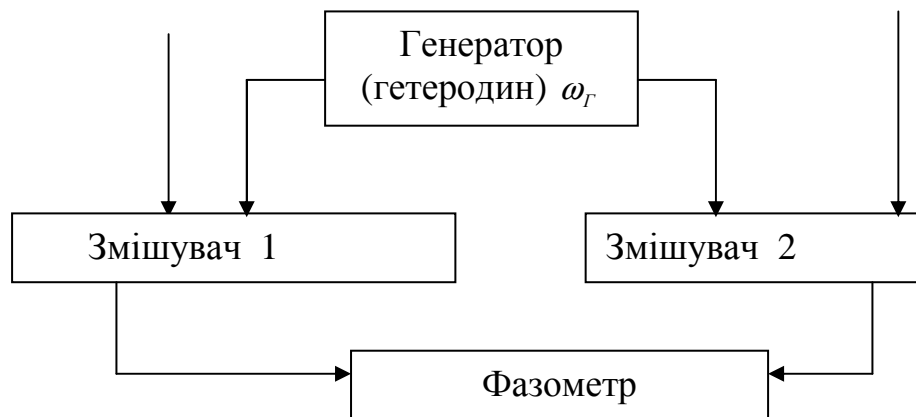


Рис. 3.12 - Блок-схема фазових вимірювань на низькій частоті.

### 3.9. Модуляція. Демодуляція

Модуляція – це процес накладання сигналу низької частоти, що несе в собі інформацію, на сигнал високої (несучої) частоти. Розрізняють: амплітудну, частотну і фазову модуляцію. При амплітудній модуляції амплітуда несучої частоти змінюється за законом низької частоти  $\Omega$  (рис.3.13).

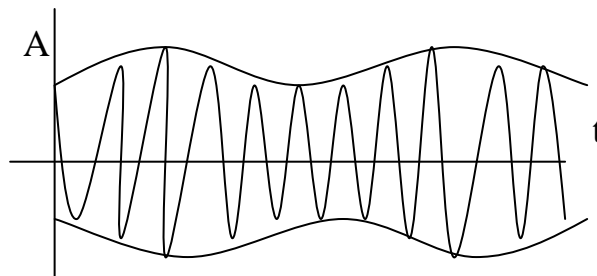


Рис.3.13 - Амплітудно-модульований сигнал.

Модульований сигнал містить три складових: коливання, що змінюється з несучою частотою  $\omega$  і два коливання з боковими частотами: верхньою  $\omega + \Omega$  і нижньою  $\omega - \Omega$ .

При частотній модуляції несуча частота змінюється за законом низької частоти.

Виділення інформаційного сигналу з модульованого називається демодуляцією або детектуванням. Якщо амплітудно-модульований сигнал має такий вигляд:

$$u = U ( 1 + m \sin \Omega t ) \sin \omega t ,$$

де  $\Omega$  - носійна частота,  $\omega$  - частота модуляції, а нелінійна характеристика демодулятора описується поліномом

$$I_a = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \dots,$$

то на виході пристрою струм можна представити у вигляді полінома

$$i = a_0 + a_1 U(1 + m \sin \omega t) \sin \Omega t + \frac{1}{2} a_2 U^2 (1 + 2m \sin \omega t + m^2 \sin^2 \omega t)(1 - \cos 2 \Omega t) + \dots$$

третя складова якого містить демодульоване НЧ коливання

$$I = a_0 + \dots + a_2 U^2 m \sin \omega t + \dots$$

Це коливання можна виділити з суміші коливань з другими частотами за допомогою смугового фільтра.

### 3.10. Інтегральні схеми

В інтегральних схемах окремі елементи (діоди, транзистори і таке інше) не монтуються. Всі елементи створюються на окремій, наприклад, кремнієвій пластинці (чипі) і з'єднуються в відповідності з заданим принципом дії. Виготовлення елементів схеми, ізоляція їх одне від одного і монтаж здійснюються здебільшого на основі процесу дифузії запірного шару. При такій технології в чипі з кремнію розміром у декілька мм<sup>2</sup> можна легко розмістити кілька сотень елементів. Інтегральні схеми мають переваги перед звичайними схемами це: малі розміри, низька вартість і висока надійність. Такі схеми крім того споживають значно менше електроенергії. Системи на інтегральних схемах менш сприйнятливі до дії зовнішніх факторів ніж системи з дискретними елементами.

Недоліком інтегральних схем є мала вихідна потужність, що пов'язано перш за все з невеликими розмірами елементів схеми.

Існує велика кількість інтегральних схем для аналогової і цифрової обробки сигналів. Аналогові інтегральні схеми створюють вихідний сигнал, пов'язаний певним математичним співвідношенням з вхідним сигналом. Найчастішим застосуванням інтегральних схем є операційні підсилювачі.

## 4. ОПТОЕЛЕКТРОНІКА

Під оптоелектронікою розуміють перетворення енергії випромінювання в електричну і перетворення електричної енергії в енергію випромінювання. Оптоелектроніка вміщує також усі явища переносу енергії від однієї системи до другої, зокрема в формі передачі енергії або інформації та обробки інформації.

### 4.1. Некогерентні джерела випромінювання

Джерела випромінювання називаються некогерентними, якщо між окремими порціями випромінювання немає певних фазових співвідношень. З некогерентних джерел в електромагнітних віддалемірах застосовують теплові, нетеплові джерела та люмінесцентні діоди.

#### 4.1.1. Теплові випромінювачі

Теплове збудження електронів викликає емісію фотонів. Типовий прилад – лампа розжарювання, яку застосовують як джерело випромінювання в деяких віддалемірах типу геодинетра. Вдень(вночі) можна виміряти відстань 5(15) км. Недолік – інерційність.

#### 4.1.2. Нетеплові випромінювачі

З нетеплових джерел в електромагнітних віддалемірах отримали розповсюдження газорозрядні лампи. Наприклад у мекометрі – прецизійному віддалемірі для вимірювання малих відстаней використовують ксенонову газорозрядну лампу. В геодинетрах використовують також ртутну лампу надвисокого тиску, що дозволяє збільшити відстань дії пристрою вдень до 10 км, вночі до 25 км. Недолік – необхідно мати потужне джерело електроживлення.

#### 4.1.3. Люмінесцентні діоди

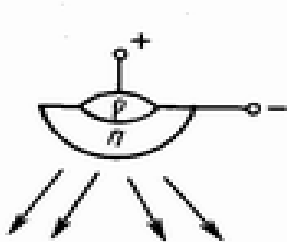


Рис. 4.1 - Устрій люмінесцентного діода.

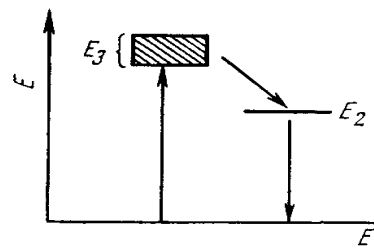


Рис.4.2 - Трирівнева система.

У напрямку пропускання до діода прикладається напруга, достатня для того, щоб заповнити вищі рівні в зоні провідності валентними електронами. В цьому випадку, якщо струм, що тече в пропускну напрямку, в зоні  $p-n$  переходу відбувається рекомбінація електронів і дірок з виділенням енергії у вигляді квантів світла. Інтенсивність випромінювання пропорційна силі струму. Таким способом можна досягти безпосередньої лінійної модуляції світла. Найчастіше застосовують діоди на GaAs (арсеніді галію), що випромінюють у діапазоні  $800 \leq \lambda \leq 950$  нм. Випромінювання люмінесцентного діода – монохроматичне, але некогерентне.

#### 4.2. Когерентні джерела випромінювання. Лазери

Лазери мають високу когерентність, високу спрямованість та високу

густину енергії випромінювання. Ці якості обумовлюють високу точність вимірювань та їх широке застосування в віддалемірних системах.

#### 4.2.1. Когерентність

Розрізняють просторову і часову когерентність. Часова когерентність показує, яку часову затримку можна внести в деяку частину випромінювання, щоб вона при взаємодії з незатриманою частиною давала ще помітну інтерференційну картину. Ця затримка відповідає відстані, що називається довжиною когерентності. Важливою характеристикою когерентності є ширина частотної смуги  $\Delta f$  сигналу. Час когерентності визначається співвідношенням  $t = 1 / \Delta f$ .

Під просторовою когерентністю розуміють максимальне просторове переміщення, в межах якого фазові співвідношення зберігаються.

#### 4.2.2. Поглинання і випромінювання атомами квантів енергії.

##### Підсилення лазерного випромінювання

Значення енергії електронів деякого атома можна зобразити діаграмою енергетичних рівнів. Щоб проаналізувати явища випромінювання і поглинання обмежимося спочатку тільки двома рівнями  $E_1, E_2$ . При поглинанні кванта енергії  $E_\phi = h\nu_{12} = E_2 - E_1$  атом(електрон) переходить з рівня  $E_1$  на більш високий енергетичний рівень  $E_2$ . Густина населеності  $N_2$  у збудженому стані зростає. При відсутності зовнішнього збудження електрон сам, спонтанно повертається з збудженого стану  $E_2$  в основний стан  $E_1$ . При цьому випромінюється квант енергії  $h\nu_{21} = E_2 - E_1$ . Частота випромінювання  $\nu_{21}$  дорівнює частоті поглинання  $\nu_{12}$ . Поряд із самодовільним (спонтанним), під впливом електромагнітного поля (фотона, наприклад) може виникнути індуковане або стимульоване випромінювання. Таке індуковане випромінювання відбувається в напрямку стимулюючого і в фазі з ним. Самодовільне випромінювання переважає коли  $N_1 > N_2$  ( $N_1$  – населеність основного, незбудженого рівня,  $N_2$  – населеність збудженого рівня). Воно статистично розподілене за фазами за напрямками тобто випромінювання некогерентне.

Стимульоване випромінювання переважає, коли досягається інверсна населеність  $N_2 > N_1$ . Інверсну населеність можна створити за рахунок зіткнення атомів(іонів) у газовому розряді шляхом накачки енергії у вигляді світла або безпосередньо електричним струмом.

В оптичному діапазоні для інверсії необхідна принаймні трирівнева система. Така система зображена на рис.4.2. З джерела в систему підкачується енергія у вигляді квантів з енергією  $h\nu_{31} = E_3 - E_1$ , внаслідок чого зростає населеність рівня  $E_3$ . Роль верхнього рівня повинна відігравати широка смуга

поглинання, що дозволяє використовувати значну частину спектра джерела накачки. Нижче повинен розташовуватися вузький (метастабільний) рівень, час життя якого (час до самодовільного випромінювання) повинен бути досить великий. Крім того, самодовільний перехід з рівня  $E_3$  на  $E_1$  заборонений. Можливий перехід без випромінювання з рівня  $E_3$  на  $E_2$ . Отже, атоми можуть повернутися на рівень  $E_1$  тільки через рівень  $E_2$ . Таким чином виникає інверсна населеність.

#### 4.2.3. Устрій і принцип дії квантового генератора

На базі квантового підсилювача можна отримати оптичний генератор, якщо частину вихідної енергії повертати на вхід, тобто коли виникає самозбудження. Зворотний зв'язок можна забезпечити, якщо помістити активну речовину (газ, рідину, тверде тіло, або напівпровідник) в оптичний резонатор. Резонатор може складатися з двох плоских дзеркал, встановлених строго паралельно одне одному (рис.4.3)

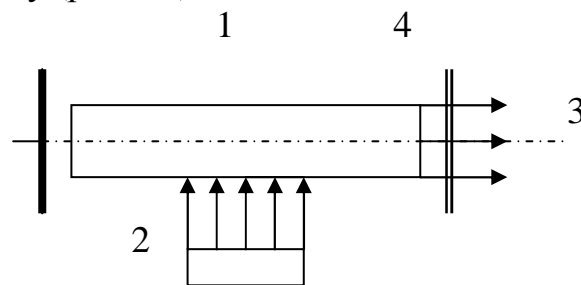


Рис. 4.3 - Схематичний устрій квантового генератора:  
1-активна речовина; 2- джерело енергії; 3- непрозоре дзеркало;  
4- напівпрозоре дзеркало (яке відбиває  $\sim 75\%$  випромінювання).

Джерело накачки створює інверсну населеність рівнів. Незначною мірою при цьому виникає також самодовільне випромінювання. Частина спонтанного випромінювання, що поширюється перпендикулярно до дзеркал, створює між ними стоячу хвилю. Відбиття від дзеркал еквівалентно дії зворотного зв'язку. При проходженні через активне середовище світло підсилюється внаслідок індукованого (вимушеного) випромінювання. Максимум підсилення обмежується, головним чином, рівнем накачки енергії і числом атомів. Фотони, що рухаються не в осьовому напрямку, виходять із системи вже після одного, або декількох проходів, у той час як фотони, що рухаються в осьовому напрямку, багаторазово відбиваються від дзеркал і створюють підсилення світла в цьому напрямку. Для відводу енергії використовують напівпрозоре дзеркало.

Внаслідок того, що довжина резонатора набагато перевищує довжину оптичної хвилі, при широкій смузі спектральної лінії активного середовища можлива поява великого числа власних коливань різної частоти. В лазерах вони називаються модами. Вони відрізняються розподілом напруженості

електромагнітного поля в поперечному до поширення світла напрямку та частотою. Умови резонансу будуть виконуватися для таких хвиль, довжина яких задовольняє умові: на довжині шляху між дзеркалами  $L$  повинно вкладатися ціле число  $n$  півхвиль, тобто  $L = (\lambda / 2)n$ .

#### 4.2.4. Твердотільні лазери

У твердотільних лазерах активне середовище створюють іони, що в невеликій кількості присутні в склі або в кристалі. Використовуються металеві іони, або іони рідкоземельних металів. Інверсія створюється за допомогою оптичної накачки. Найпростіше реалізується твердотільний лазер, що працює в імпульсному режимі.

При вимірюванні відстаней імпульсним методом у супутниковій геодезії широке розповсюдження отримали рубіновий і неодимовий лазери, а тому зупинимося докладніше на цих лазерах.

Рубін являє собою окис алюмінію  $Al_2O_3$ , легований окисом  $Cr_2O_3$ . Лазерний перехід формують іони хрому, а кристалічна ґратка окису алюмінію слугує основою для введення атомів хрому.

Рубіновий лазер працює тільки в імпульсному режимі, бо внаслідок відсутності вузькосмугових джерел накачки більша частина енергії накачки йде не на заповнення потрібних рівнів, а переходить у тепло. Таким чином кристал рубіна потребує охолодження.

У неодимовому лазері як активні іони використовують тривалентні іони неодиму ( $Nd^{+++}$ ).

У даному випадку мова йде про типову чотирирівневу систему. Процес збудження такий, як і в трирівневому лазері.

Розходження випромінювання твердотільних лазерів знаходиться в межах  $0,5^\circ$ .

#### 4.2.5. Газові лазери

У газових лазерах активне середовище складається з газу або суміші газів. Енергія накачки підводиться шляхом пропускання через газ електричного струму. Процес протікання струму через газ носить назву газового розряду. Збудження атомів відбувається внаслідок зіткнення електронів і атомів (або молекул). Найширше застосування в геодезії знайшли лазери на суміші газів  $He - Ne$  (гелій-неон), це вимірювання відстаней за методом порівняння фаз і прецизійні вимірювання відстаней методом інтерференції.

За звичай, гелій вводять у лазерну трубу під тиском  $1 \text{ тор} = 133,322 \text{ Па}$ , а неон під тиском  $0,1 \text{ тор}$ . Вони дають тоді різні рівні випромінювання. На рис. 4.4 представлено спрощену схему рівнів гелію і неону.

Збудження газового розряду можна досягти за допомогою постійного струму. Гелій використовують тільки для створення потрібної інверсії населеності.

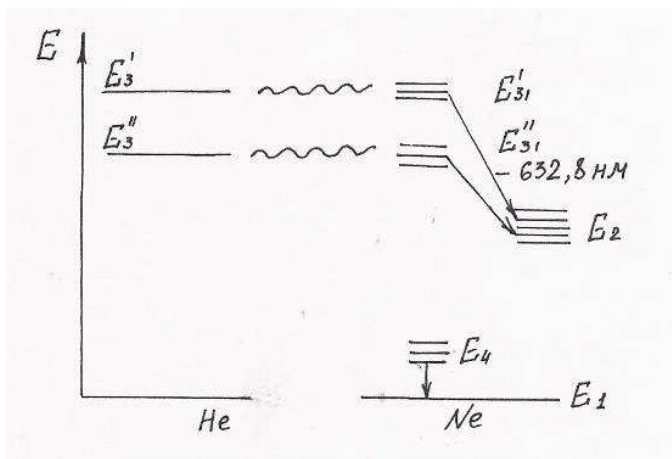


Рис.4.4-Спрощена схема енергетичних рівнів гелію і неону.

. Завдяки електричній накачці, велика кількість атомів гелію переводиться на рівні  $E_{3'}$ ,  $E_{3''}$ . За рахунок зіткнень збуджених атомів гелію з атомами неону, останні переходять на збуджені рівні  $E_{31'}$ ,  $E_{31''}$  і досягається інверсна населеність цих рівнів.

Неон має кілька характеристичних лазерних переходів, але використовують тільки перехід у червоній області на довжині хвилі  $\lambda = 632,8$  нм.

#### 4.2.6. Напівпровідникові лазери

Напівпровідникові лазери за своїм устроєм аналогічні люмінесцентним діодам.

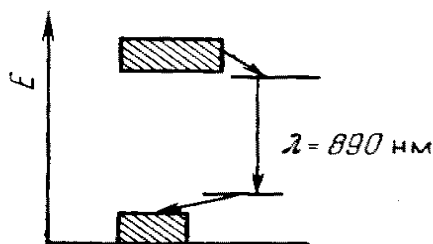


Рис.4.5 - Квазичотирирівнева схема напівпровідникового лазера GaAs

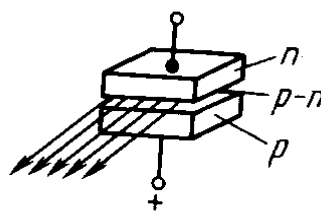


Рис.4.6 - Принцип дії напівпровідникового лазера.

Якщо через діод у пропускнуому напрямку тече струм, то можуть утворитися пари електрон – дірка, що відповідає збудженим станам атома. На рис.4.5 зображено квазичотирирівневу схему напівпровідникового лазера. В результаті переходів без випромінювання в середині зони провідності а також переходів з випромінюванням між зонами, відбувається рекомбінація, що



переходить у стимульоване випромінювання, якщо струм достатній для створення інверсної населеності.

Завдяки відбиванню на межі напівпровідник – повітря (рис.4.6) відбувається зворотний зв'язок, внаслідок чого промінь проходить робоче середовище багаторазово, підсилюючись при цьому.

### 4.3. Модуляція випромінювання

Розрізняють модуляцію двох видів: безпосереднє керування процесом випромінювання і непряму модуляцію.

При безпосередній модуляції відбувається безпосереднє перетворення енергії електричного струму в енергію випромінювання. В люмінесцентних діодах і напівпровідникових лазерах інтенсивність випромінювання безпосередньо модулюється струмом інжекції. Вони генерують при цьому синусоїдальний амплітудно-модульований сигнал. Непряма модуляція можлива лише в результаті зміни швидкості світла або коефіцієнта заломлення обмеженої ділянки простору, через яку проходить випромінювання. Коефіцієнт заломлення речовини можна змінювати за допомогою магнітного або електричного поля. В світловіддалемірах отримали розповсюдження електричні способи.

#### 4.3.1. Ефект Покельса. Ефект Кера

Для модуляції світлового й лазерного випромінювання застосовують здебільшого способи, які ґрунтуються на явищі подвійного променезаломлення, що виникає під дією електричного поля в рідинах і кристалах. При цьому застосовують два ефекти: ефект Покельса й ефект Кера.

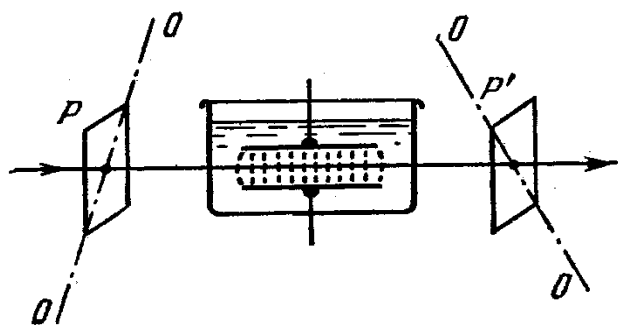


Рис.4.7 - Схема установки амплітудної модуляції на комірці Кера.

Відмінність між ними полягає в тому, що різниця між показниками заломлення для звичайного й незвичайного променів  $\Delta n$  в ефекті Покельса пропорційна напруженості електричного поля  $E$ , прикладеного до речовини в якій розповсюджується світло, а при ефекті Кера вона пропорційна  $E^2$ . На рис.4.7 показано схему установки для отримання амплітудної модуляції (АМ) променя, що працює на ефекті Кера. Установка складається з комірки Кера, що

знаходиться між схрещеними поляризатором  $P$  і аналізатором  $P'$ . Комірка Кера являє собою герметичну посудину з рідиною, в яку введені пластини конденсатора. Коли на пластини подається напруга, під дією однорідного електричного поля рідина набуває властивостей одноосного кристала з оптичною віссю, орієнтованою уздовж поля.

Різниця показників заломлення звичайного  $n_z$  і незвичайного  $n_n$  променів  $\Delta n = n_z - n_n$  пропорційна  $E^2$ ,  $\Delta n = k \cdot E^2$ , ( $k$  – коефіцієнт пропорційності).

На шляху  $l$  (де  $l$  – довжина пластини конденсатора) між звичайним та незвичайним променем виникає оптична різниця ходу

$$\Delta = (n_z - n_n) l = k l E^2,$$

або різниця фаз

$$\Delta \varphi = \Delta / \lambda_0 2\pi = 2\pi k / \lambda_0 l E^2 = 2\pi B l E^2, \quad (4.1)$$

де  $\lambda_0$  – довжина хвилі світла в вакуумі,  $B = k / \lambda_0$  – характерна для даної речовини величина, яку називають стала Кера.

З відомих речовин найбільшою величиною  $B$  виділяється нітробензол ( $C_6H_5NO_2$ ). Його стала Кера залежить від температури і від частоти (або довжини хвилі) світла.

Ефект Кера пояснюється різною поляризованістю молекул за різними напрямками. При відсутності поля молекули орієнтовані хаотично, тому рідина в цілому ізотропна. Під дією поля молекули повертаються так, щоб у напрямку поля були орієнтовані або їх електричні (дипольні) моменти (у полярних молекул), або напрямки найбільшої поляризованості (у неполярних молекул). В результаті рідина стає оптично анізотропною. Орієнтуючій дії поля протидіє тепловий рух молекул. Цим пояснюється зменшення сталої  $B$  з підвищенням температури.

#### 4.3.2. Амплітудна модуляція світла за допомогою електрооптичного ефекту

В електрооптичних модуляторах інтенсивності світло проходить спочатку через поляризатор, потім двозаломлююче середовище, а потім через аналізатор, які і створюють модуляцію інтенсивності.

Вектор напруженості поля лінійно поляризованого світла можна розкласти на дві складові –  $E_x$  і  $E_y$ . На виході з комірки Кера між ними створюється різниця фаз  $\Delta \varphi$ , що визначається виразом (4.1). Миттєві значення складових напруженості  $E_x$  і  $E_y$  описуються співвідношеннями:

$$\begin{aligned} E_x &= A \cos \omega t \\ E_y &= A \cos (\omega t + \Delta \varphi). \end{aligned} \quad (4.2)$$

Кінець вектора  $E$ , який є результатом складання складових  $E_x$  і  $E_y$ , буде описувати траєкторію, вид якої залежить від різниці фаз  $\Delta\varphi$ . Щоб отримати рівняння траєкторії в звичайному вигляді треба виключити параметр  $t$ . З (4.2) витікає, що:

$$\cos \omega t = \frac{E_x}{A_x}, \text{ тоді } \sin \omega t = \pm \sqrt{1 - \frac{E_x^2}{A_x^2}}.$$

Перегрупуємо отриманий вираз

$$\frac{E_y}{A_y} - E_x/A_x \cos \Delta\varphi = \pm \sin \Delta\varphi \sqrt{1 - \frac{E_x^2}{A_x^2}},$$

та зведемо в квадрат ліву й праву частини:

$$\begin{aligned} \frac{E_y^2}{A_y^2} - 2 E_x E_y / A_x A_y \cos \Delta\varphi + E_x^2 / A_x^2 \cos^2 \Delta\varphi = \\ = \sin^2 \Delta\varphi - E_x^2 / A_x^2 \sin^2 \Delta\varphi \end{aligned}$$

Остаточно рівняння буде мати вигляд:

$$\frac{E_x^2}{A_x^2} + \frac{E_y^2}{A_y^2} - 2 E_x E_y / A_x A_y \cos \Delta\varphi = \sin^2 \Delta\varphi. \quad (4.3)$$

Ми отримали рівняння еліпса, осі якого певним чином орієнтовані відносно осей  $x, y$ . Ця орієнтація залежить досить складно від амплітуд  $A_x, A_y$  і  $\Delta\varphi$ .

Визначимо форму траєкторії для деяких випадків:

1.  $\Delta\varphi = 0$ . У цьому випадку маємо рівняння:

$$\left( \frac{E_x}{A_x} - \frac{E_y}{A_y} \right)^2 = 0, \text{ або } E_y = \frac{A_y}{A_x} E_x, \text{ що є рівнянням}$$

прямої.

2. Різниця фаз  $\Delta\varphi$  дорівнює  $\pm \pi$ , рівняння має вигляд:

$$\left( \frac{E_x}{A_x} + \frac{E_y}{A_y} \right)^2 = 0 \Rightarrow E_y = -\frac{A_y}{A_x} E_x.$$

3. При  $\Delta\varphi = \pm \pi/2$ , рівняння (4.3) переходить в рівняння еліпса приведенного до координатних осей:

$$\frac{E_x^2}{A_x^2} - \frac{E_y^2}{A_y^2} = 1. \quad (4.4)$$

При  $A_x = A_y$  еліпс вироджується в коло.

Якщо на конденсатор Кера подається змінна напруга

$U = U_m \cos \omega_M t$  з частотою  $\omega_M$  – частотою модуляції, то кінець результуючого вектора поля  $E$  (за винятком випадків  $\Delta \varphi = 0$ ,  $\Delta \varphi = \pm 2\pi$ ,  $\Delta \varphi = \pm \frac{\pi}{2}$ ) описує еліпс. Півосі еліпса змінюються з частотою  $\omega_M$  і інтенсивність лінійно – поляризованого світла, що виходить із аналізатора, змінюється з тією ж частотою.

Комірки Кера досить широко використовують у віддалемірах, бо вони набагато дешевші кристалічних модуляторів.

#### 4.4. Фотоелектричні прилади

Це прилади, що перетворюють електромагнітну енергію оптичного випромінювання в електричну енергію. Фотоелектричні прибори базуються на явищі фотоефекту. Фотоефект ділиться на зовнішній і внутрішній.

Зовнішній фотоефект полягає у вириванні електронів з поверхні речовини (частіше з поверхні металів) під дією світла.

Внутрішній фотоефект полягає в перерозподілі електронів за їх енергетичними станами, внаслідок чого змінюється провідність речовини.

##### 4.4.1. Класифікація фотоелектричних приладів

Фотоелектричні прилади розрізняються:

1. За видом робочого середовища (напівпровідникові, електровакуумні).
2. За видом фотоефекту: з внутрішнім фотоефектом (фоторезистори, фотодіоди, фото-транзистори, напівпровідникові фотоелементи); з зовнішнім фотоефектом (фотоелементи, фотопомножувачі).
3. За функціональним призначенням: фотодавачі (призначені для перетворення вимірюваної величини в електричний сигнал); фотоприймачі (застосовуються для перетворення світлового сигналу в електричний).

Фотоелектричні прилади використовують в світловіддалемірах, пристроях для спостереження за спорудами.

##### 4.4.2. Електровакуумні фотоелементи

Принцип дії електровакуумних фотоелементів базується на зовнішньому фотоефекті. Устрій фотоелемента показано на рис.4.8.а. За звичай фотокатод виготовляють із світлочутливої речовини, яку наносять на поверхню скляної колби. Анод виготовляють у вигляді кільця або сітки. Під дією світлового потоку  $\Phi$  катод випромінює електрони, що підхоплюються анодною напругою.

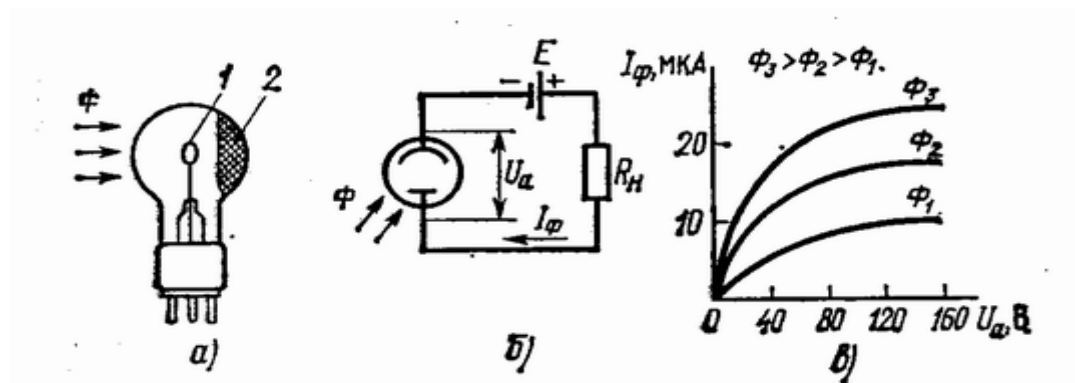


Рис.4.8 - Електровакуумний фотоеlement:

а - устрій (1 - анод, 2 – катод);

б - схема ввімкнення; в - вольт-амперні характеристики

При зростанні анодної напруги фотострум швидко зростає, а потім досягає насичення (рис.4.8.в.).

#### 4.4.3. Фотоелектронні помножувачі

Фотоелектронні помножувачі дозволяють багато разів збільшити потік електронів, що вириваються з фотокатода.

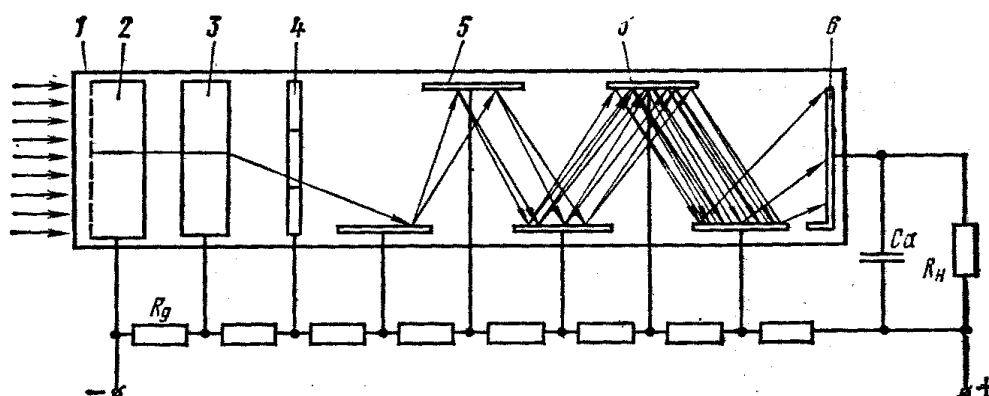


Рис.4.9 - Фотоелектронний помножувач

1 – скляний балон, 2 – фотокатод, 3 – фокусуючий електрод, 4 – діафрагма, 5 – диноди, 6 – анод;  $R_g$  – опір подільника напруги,  $R_H$  та  $C_a$  – опір навантаження й ємність анодного кола.

Фотоелектричний помножувач (рис.4.9) являє собою балон, з якого викачане повітря. Наявність динодів (спец. пластин), що покриті речовиною з малою роботою виходу, дає можливість багаторазово збільшувати кількість електронів, що вилетіли з фотокатода внаслідок вибивання з них (динодів) вторинних електронів. Коефіцієнт підсилення фотоелектричного помножувача за струмом досягає  $10^8$ .

#### 4.4.4. Напівпровідникові фотоелектронні прибори

1. **Фоторезистори** - напівпровідникові прибори, провідність яких залежить від освітленості (недоліки: велика інерційність, залежність провідності від попередньої освітленості).

2. **Фотодіод** - напівпровідниковий діод, що працює на фотогальванічному ефекті.

Фотодіод має два режими ввімкнення в коло: фотогальванічний (без джерела живлення рис.4.11) та фотодіодний (з джерелом ввімкненим в зворотному напрямку рис. 4.12).

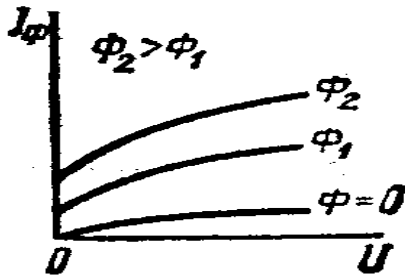


Рис.4.10 - Вольт-амперні характеристики фотодіода в фотодіодному режимі.

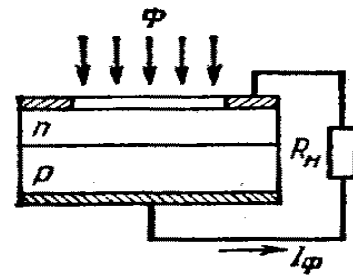


Рис.4.11 - Схема ввімкнення фотодіода в фотогальванічному режимі.

Характеристики фотодіода:

- 1.Світлова характеристика( приведена на рис.4.13);
- 2.Залежність струму від світлового потоку ( рис.4.10);
- 3.Інтегральна чутливість катода — відношення фотоструму до падаючого потоку;
- 4.Порогова чутливість фотодіода — світловий сигнал, що викликає зміну струму, яку можна розрізнити на фоні власних шумів фото діода;
- 5.Спектральна характеристика — залежність струму від довжини хвилі.

Принцип дії фотодіода в фотогальванічному режимі базується на фотогальванічному ефекті. Якщо зовнішнє коло фотодіода замкнути в ньому з'явиться струм, обумовлений рухом через  $p$ - $n$  — перехід неосновних носіїв заряду. Струм у колі буде залежати від фото-електрорушійної сили й опору навантаження. Як видно з вольт-амперних характеристик (рис.4.10.) струм фотодіода слабо залежить від напруги. Струм, при  $\Phi=0$  називають темновим струмом.

При  $\Phi=0$ ,  $I \sim n \cdot 10$  мкА,  $R_i \sim n \cdot 10$  МОм,

В наш час напівпровідникові діоди застосовують як фотоелектричні приймачі в світловіддалемірах малої відстані.

3.**Фототранзистор** — фотогальванічний приймач з внутрішнім підсиленням, що має структуру транзистора.

Принцип дії фототранзистора базується на внутрішньому фотоелекті. Найчастіше застосовують схему ввімкнення з загальним емітером з подачею позитивного зміщення на базу з метою досягнення лінійних характеристик і зменшення зовнішнього впливу (наприклад, нагрівання).

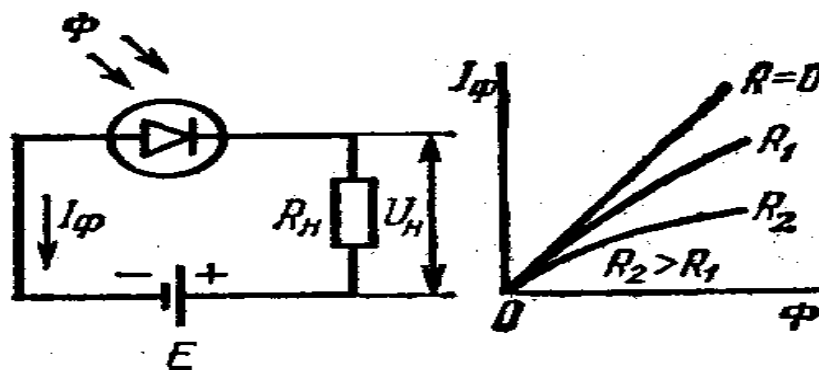


Рис. 4.12 - Схема ввімкнення фотодіода в фотодіодному режимі

Рис. 4.13-Світлові характеристики в фотогальванічному режимі

**4.Світлодіод** – це прибор, в якому при прямому вмиканні відбувається перетворення електричної енергії в світлову, тобто енергію оптичного випромінювання. Напівпровідникові знакові індикатори, робота яких базується на світлодіодах застосовують як засоби цифрової та літерної індикації

## 5. МІКРОХВИЛЬОВА ЕЛЕКТРОНІКА

Область електромагнітного спектра між оптичними й ультракороткими хвилями ( $0,1 \text{ мкм} < \lambda < 10 \text{ м}$ ) називається мікрохвильовою. Характерними конструктивними елементами для мікрохвильової області є об'ємні резонатори, антени з високою направленістю, напівпровідникові прилади з розподіленими параметрами (так звані погонні ємністю та індуктивністю). В області дециметрових хвиль застосовують двопровідні лінії, коаксіальні кабелі, а при  $\lambda < 10 \text{ см}$  – хвилеводи. У техніці ВЧ (високих частот) характерними розмірами конструктивних елементів можна знехтувати в порівнянні з довжиною хвилі, в оптиці – навпаки. У мікрохвильовій техніці довжина хвилі й конструктивні елементи мають один і той же порядок.

### 5.1. Довгі лінії

Довгими лініями називають лінії, що допускають застосування для аналізу поширення електромагнітних хвиль рівнянь Максвела в інтегральній формі.

Задача про поширення хвиль у довгих лініях може бути розв'язана на основі наступних фізичних уявлень про структуру поля. Структура плоскої хвилі не зміниться, якщо у вільний простір, в якому вона поширюється, помістити дві ідеально провідних площини, паралельних одна одній, а також напрямку поширення і перпендикулярних вектору  $\vec{E}$ . Поле між площинами залишиться поперечним, як і в вільному просторі. На рис. 5.1 суцільними

лініями зображені лінії напруженості вектора  $\vec{E}$ , пунктирними – лінії напруженості вектора  $\vec{H}$ .

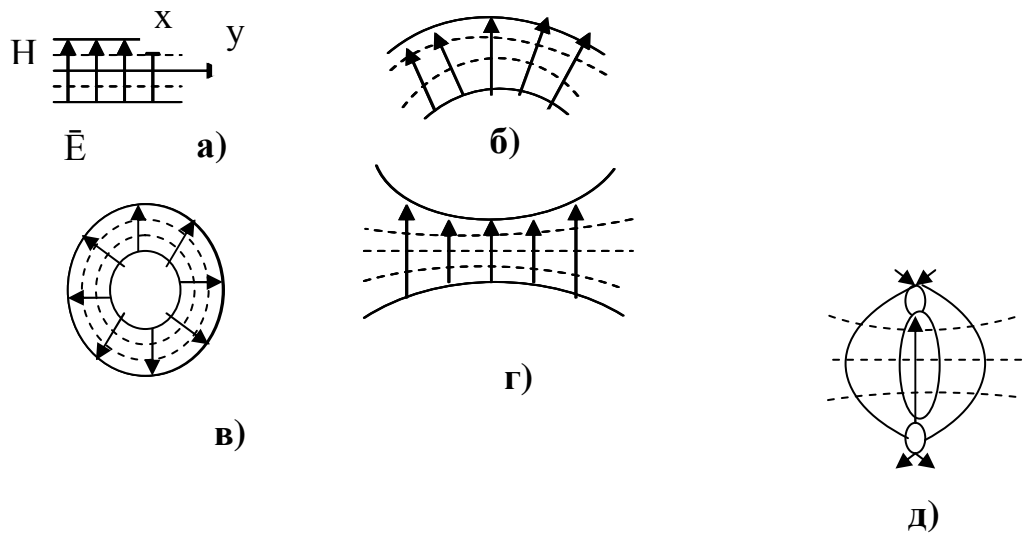


Рис.5.1 - Картини силових ліній поля: а) - між двома паралельними металевими пластинами, б) - при переході до коаксіальної лінії, в) - в коаксіальній лінії, г) - при переході до двопровідної лінії, д) - у двопровідній лінії.

На рис. 5.1 (б, в) та 5.1. (г, д) – перехід до коаксіальної та двопровідної ліній. Рис. 5.1 зображено миттєву картину поля, що в поперечному перерізі ( $z = const$ ) збігається з картиною поля для вектора  $\vec{E}$  у випадку статичних зарядів.

## 5.2. Хвильоводи й об'ємні резонатори

Спрямовуючі системи у вигляді труб прямокутного, круглого або іншої форми поперечного перерізу або діелектричних пластин і стержнів називають хвильоводами.

Із зменшенням довжини хвилі зростає випромінювання енергії при розповсюдженні в довгих лініях. Цьому можна зарадити, використовуючи коаксіальні кабелі, але і в коаксіальних кабелях із скороченням довжини хвилі зростає загасання хвилі. Починаючи з  $\lambda = 10$  см застосовують металеві хвильоводи.

Щоб уявити, яким чином поширюється електромагнітна хвиля в хвильоводі, розглянемо найпростіший хвильовод, утворений двома паралельними пластинами (рис.5.2).



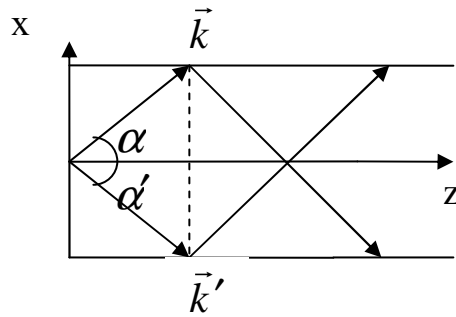


Рис.5.2 - Поширення електромагнітної хвилі між паралельними металевими пластинами.

Представимо хвилю, що поширюється в напрямку осі  $z$  у вигляді двох плоских хвиль, одна з яких поширюється під кутом  $\alpha$ , друга під кутом  $-\alpha$  до осі  $z$

$$\psi_1 \sim e^{i \vec{k} \vec{r}}, \quad \psi_2 \sim e^{-i \vec{k} \vec{r}}, \quad (5.1)$$

де  $\vec{r} = \vec{e}_x x + \vec{e}_z z$ ;

$\vec{e}_x, \vec{e}_z$  – одиничні вектори, направлені вздовж осей  $x$  і  $z$ ;

$\vec{k}$  – хвильовий вектор,  $|\vec{k}| = |\vec{k}'|$ .

Розпишемо скалярний добуток:  $\vec{k} \vec{r}$

$$\vec{k} \vec{r} = kx \sin \alpha + kz \cos \alpha = gx + hz, \quad (5.2)$$

де  $g = k \sin \alpha$  – нормальна складова;

$h = k \cos \alpha$  – повдовжня складова хвильового вектора.

Між хвильовими числами  $k$  та  $h$  існує залежність  $k^2 = g^2 + h^2$ . Розв'язання електродинамічної задачі про поширення електромагнітних хвиль між двома паралельними ідеально провідними пластинами приводить до наступних значень поперечного хвильового числа:  $g = n \pi / b$ , де  $b$  – відстань між пластинами,  $n = 1, 2, 3 \dots$

При цьому:

$$h = \sqrt{k^2 - (n \pi / b)^2}. \quad (5.3)$$

З аналізу (5.3) видно, що при  $k \geq n \pi / b$ ,  $h$  – дійсна величина, маємо поширення хвилі в хвилеводі, при  $k < n \pi / b$ ,  $h$  – уявна величина, хвиля буде інтенсивно загасати за експоненціальним законом (5.1), тобто хвиля не буде поширюватись у хвилеводі. При  $k = n \pi / b$ , маємо  $\frac{2 \pi}{\lambda} = \frac{n \pi}{b}$ , тобто поширення хвилі при даному значенні  $n$  буде починатися при значенні  $b = (\frac{\lambda}{2})n$  – коли на відстані  $b$  (між пластинами) буде вкладатися ціле число  $\frac{\lambda}{2}$ .

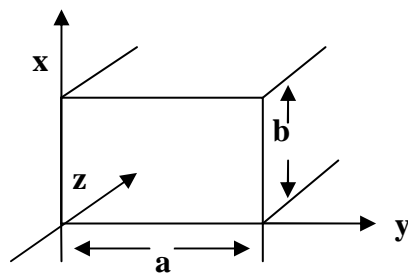


Рис.5.3 - Прямокутний хвильовод

Якщо поставити ще дві пари пластин на відстані  $a$  що обмежують простір вздовж осі  $y$  (рис. 5.3), отримаємо прямокутний хвильовод.

На практиці досить часто застосовують також круглі хвильоводи. Для них хвильове поперечне число визначається складніше. Але і в цьому випадку процес поширення хвилі в хвильоводі буде схожий на той, що і в плоскому хвильоводі, але треба собі уявити, що картина представлена на рис.. 5.2 буде спостерігатися в будь-якій площині, що розсікає циліндричний хвильовод вздовж його осі і ця площина містить вісь хвильоводу.

Якщо обмежити прямокутний хвильовод з обох боків, поставити ще дві пари пластин на відстані  $d$ , то отримаємо прямокутний резонатор . Резонатор – це обмежена область простору, в якій при певних співвідношеннях між довжиною хвилі  $\lambda$  і розмірами  $a, b, d$  можуть виникати стоячі хвилі.

Геометричні форми об'ємних резонаторів можуть бути досить різноманітні: обмежений циліндр, сфера.

В оптичному діапазоні застосовують діелектричні хвильоводи. Діелектричний хвильовод відіграє роль спрямовуючої системи завдяки явищу повного внутрішнього відбивання. Це явище спостерігають, коли кут падіння хвилі  $\alpha$  на межу розподілу із середовища з більшим показником заломлення в середовище з меншим значенням показника заломлення перевищує значення

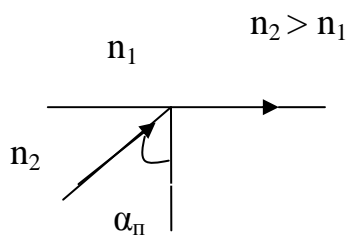


Рис.5.4 - Повне внутрішнє відбивання.

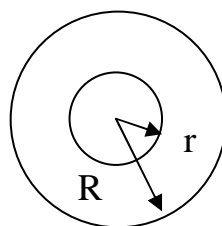


Рис.5.5 - Поперечний переріз оптичного волокна.

кута повного відбивання  $\alpha_n$ . Коли  $\alpha = \alpha_n$  хвиля поширюється вздовж межі розподілу(рис. 5.4.).

Діелектричні хвилеводи являють собою оптичні волокна (рис. 5.5.) виготовлені з скла. Діелектрична проникність внутрішнього волокна  $n_1$  менша за  $n_2$  – проникність зовнішньої оболонки.

### 5.3. Клістрон

Для генерації, підсилення і модуляції мікрохвиль застосовують клістрони.

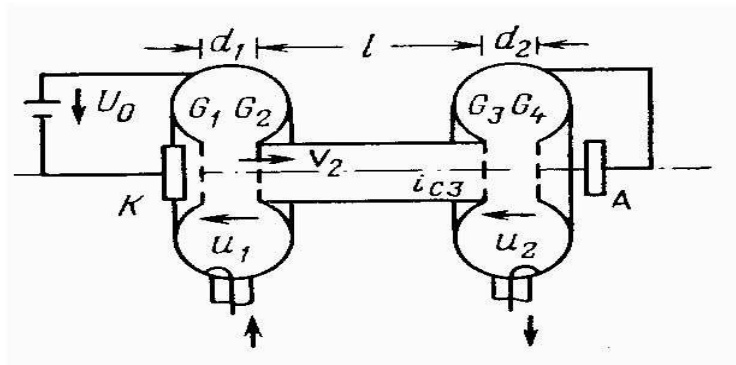


Рис. 5.6 - Пролітний клістрон.

Принципову схему клістрона показано на рис. 5.6. Катод  $K$  випромінює електронний пучок. На шляху до анода він перетинає чотири сітки:  $G_1, G_2, G_3, G_4$  до яких прикладена постійна напруга  $U_0$ .

Вважаємо, що постійний струм повністю попадає на анод. Сітки  $G_1, G_2$  з тороїдальною індуктивністю об'єднані в коливальний контур, зв'язаний з генератором. Між сітками  $G_1, G_2$  генератор створює високочастотну (ВЧ) напругу  $U_1$ ; проміжок  $d_1$  називають простором групування. Сітки  $G_3, G_4$  з другою коливальною індуктивністю утворюють другий коливальний контур. Він збуджується потоком, при цьому між сітками  $G_3, G_4$  виникає ВЧ напруга  $U_2$ . Проміжок  $G_3 - G_4$  називають простором зв'язку, а простір між сітками  $G_2 - G_3$  - простором дрейфу. Ефект підсилення клістрона базується на модуляції швидкості електронів. Вхідна напруга  $U_1$  надає електронам змінну швидкість  $v_2$  з якою він покидає сітку  $G_2$ . В просторі дрейфу електрони з різними швидкостями наздоганяють і обганяють одне одного, створюючи стгущення і розрідження. Пролітаючи проміжок зв'язку  $G_3 - G_4$ , вони створюють підсилену змінну напругу на ньому  $U_2 > U_1$ . Підсилення напруги й потужності відбувається за рахунок кінетичної енергії електронів. Клітрони використовують для підсилення коливань (або генерації) з частотами 3 – 30 ГГц. Вихідна потужність досягає декількох кВт.

### 5.4. Відбивальний клістрон

В підсилювальних клістролах можна створити режим автоколивань, якщо вхідний і вихідний резонатори з'єднати лінією зворотного зв'язку. Але при цьому виникають труднощі, бо обидва резонатори необхідно підстроювати.

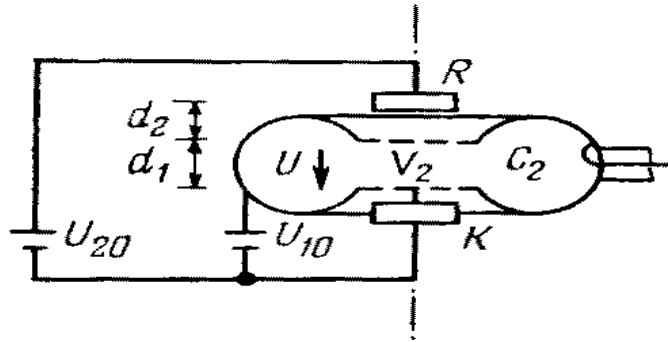


Рис .5.7 - Відбивальний клістрон.

Ці труднощі можна подолати, коли використовують тільки один резонатор, а зворотний зв'язок полягає в тому, що електронний пучок відбивається і проходить резонатор другий раз у зворотному напрямку (Рис.5.7.)

Як і в клістріні, зображеному на рис. 5.6. електронний потік, що проходить через сітку  $G_2$  має змінну складову  $v_z$ . Потік рухається до відбивача. Оскільки до нього прикладено негативну напругу відносно катода  $U_{20}$  то потік електронів повертає назад. На зворотному шляху виникає змінний конвекційний струм, що проходить резонатор і створює змінну напругу між сітками  $G_1, G_2$ . При правильно підбраному часі пробігу виникають коливання. Після прольоту через сітку  $G_1$  електрони захоплюються і відводяться від катода і другий раз в проміжок  $G_1 - G_2$  не попадають. При постійній напрузі  $U_{20}$  на відбивачі, яка перевищує змінну напругу мікрохвилі, що випромінює клістрон, будуть промодульовані по частоті з частотою змінної напруги. Майже в усіх віддалемірах для генерації і модуляції застосовують відбивальні клістри.

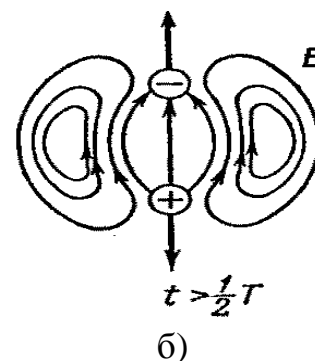
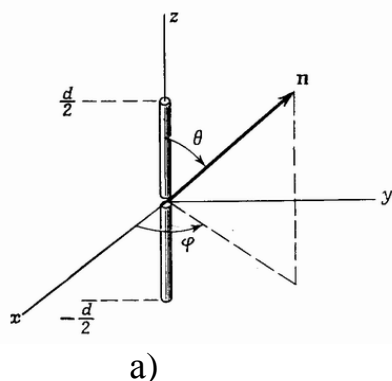


Рис .5.8 - Найпростіша дипольна антена

## 5.5. Антени

Антенa – це пристрій, призначений для випромінювання і прийому електромагнітних хвиль. Антенa перетворює енергію електромагнітних коливань в енергію електромагнітних хвиль або навпаки.

Найпростішою є дипольна антена, що являє собою два відрізки проводів, загальною довжиною  $\frac{\lambda}{2}$  (півхвильовий диполь) (Рис.5.8.а). У такій системі виникає стояча хвиля напруги. При переході змінної напруги через нуль (рис.5.8.б) лінії напруженості поля  $\vec{E}$  закінчуються не на антені, а замикаються в просторі. Таким чином, у просторі виникає змінне в часі електричне поле, що є причиною виникнення змінного магнітного поля  $\vec{H}$ , зміна якого в свою чергу спричиняє виникнення змінного електричного поля.

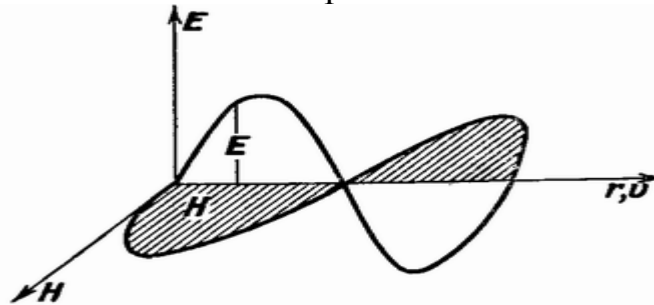


Рис.5.9 - Плоска хвиля.

Так виникає в просторі електромагнітна хвиля. На відстані  $r \gg \lambda$  структура поля має вигляд хвилі, в якій вектори  $\vec{E}$  та  $\vec{H}$  взаємно перпендикулярні і в свою чергу перпендикулярні напрямку розповсюдження (рис.5.9.). Залежність напруженості поля  $\vec{E}$  антени від напрямку в просторі описується за допомогою азимутального –  $\varphi$ , і зенітного кута  $\nu$  в сферичній системі координат  $r, \varphi, \nu$  і носить назву діаграми напрямленості  $E(\varphi, \nu)$ .

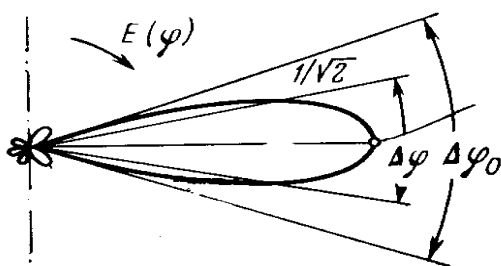


Рис. 5.10 - Діаграма напрямленості диполя.

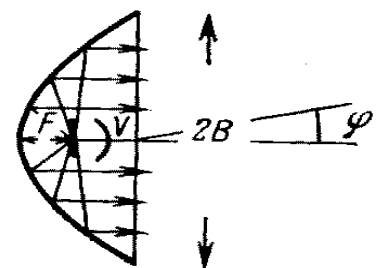


Рис.5.11 - Параболічна антена.

Діаграма напрямленості дипольної антени являє собою об'ємну фігуру, що нагадує собою торойд. Поперечний переріз цієї фігури в площині, що проходить через вісь диполя має вигляд (рис.5.10.)

Для випромінювання мікрохвиль при електромагнітних вимірюваннях відстаней використовують напрямлені антени. Найчастіше застосовують параболічні антени. В таких антенах промені, що випромінюються диполем, фокусуються за допомогою дзеркала параболічної форми (рис. 5.11.). При цьому диполь розміщується в фокусі параболічного дзеркала.

Важливою характеристикою діаграми напрямленості є ширина на половинному рівні  $\Delta \varphi$  – кут між напрямками, при яких інтенсивність випромінювання складає 1/2 від максимального значення.

При збільшенні відношення діаметра антени  $2B$  до довжини хвилі  $\lambda$ , головний пелюсток антени звужується. Оскільки розміри антени в переносних приборах обмежені, то ширина головного пелюстка не може складати менше  $2 - 10^\circ$ .

## 5.6. Відбивання від поверхні Землі

При вимірюванні відстаней частина випромінюваної потужності падає на земну поверхню, відбивається і попадає в приймальну антену. Відбитий сигнал накладається на сигнал, що пройшов по прямому шляху, змінює фазові співвідношення в приймачі і викликає похибку в вимірюванні відстані.

Великий вплив на величину похибки внаслідок відбиття має також частота модуляції. Чим вища частота модуляції тим менша похибка. Наприклад при збільшенні частоти модуляції від 15 МГц до 150 МГц похибка зменшується в 10 разів.

При аналізі величини похибки за звичай приймають наступні спрощення: поверхня, що відбиває промені вважається плоскою, причому один прилад є передавачем, інший – приймачем. Такі спрощення не викликають принципових змін при аналізі явища.

В усіх відомих віддалемірах застосовується синусоїдальна вузькосмугова частотна модуляція. Частотний спектр модульованого коливання складається з несучої і бокових смуг, зміщених симетрично відносно несучої на частоту модуляції.

В приймальній антені інтерферують такі сигнали: несучий сигнал прямого променя; несучий сигнал відбитого променя; дві бокові смуги прямого променя. Якщо в приймальну антену попадає тільки несучий сигнал прямого променя зі своїми боковими смугами, то вимірюваній відстані  $d$  відповідає фазовий кут  $\varphi$ . Якщо крім того, в антену попадає несучий промінь відбитого сигналу зі своїми боковими смугами, який пройшов шлях  $d + \Delta$ , то виникає інший фазовий кут  $\varphi + e$ . Похибка фази  $e$  пропорційна похибці у відстані  $\delta d$ , називається похибкою, обумовленою відбиванням і повністю визначається різницею ходу  $\Delta$ , відношенням сигналів (амплітуди відбитого до амплітуди прийнятого), довжиною хвилі  $\lambda_H$  несучої частоти і довжиною хвилі  $\lambda_M$  модулюючої частоти. Різниця ходу у випадку коли обидві станції знаходяться на однаковій висоті  $h$  над поверхнею, при  $\Delta \ll d$  визначається співвідношення  $\Delta = 2h^2/d$ . Відношення сигналів визначається, перш за все, структурою та протяжністю відбивальної області. Відношення сигналів значне, якщо значна частина траси дає вклад у відбивання і ця частина сильно відбиває (вода, сніг). На протяжних трасах з помітними горбами зустрічаються невеликі відбивальні ділянки і відношення невелике. Відношення сигналів також невелике, коли

вимірювання відбуваються над лісом. Відбиття відсутнє, якщо при рівних висотах станцій

$$2h/d \geq \operatorname{tg}(\Delta\varphi/2 + 0,5).$$

У випадку малого відношення сигналів  $a < 0,1$  похибка із-за відбивання

$$\delta d \approx \frac{\lambda_M}{2\pi} a \cos \frac{2\pi\Delta}{\lambda_H} \sin \frac{2\pi\Delta}{\lambda_M}.$$

З цього співвідношення видно, що на похибку впливають, крім параметрів траси, довжини хвиль несучої  $\lambda_H$ , і модулюючої  $\lambda_M$  частот.

## 6. ОСНОВИ ЦИФРОВОЇ ТЕХНІКИ

### 6.1. Аналогові й бінарні сигнали

Аналогові сигнали в межах заданої області значень змінюються безперервно. В цифровій техніці оперують з бінарними (двійковими) сигналами, в яких допускається тільки два повних стани наприклад, значення напруги. В бінарних системах для зображення величин замість десяткової системи застосовують двійкову, яка складається з цифр 0 та 1. Таким чином в цифрових вимірювальних приладах рахунок квантований. Цифрові прилади, незважаючи на це, точніші аналогових бо цифрові кроки можна вибрати досить малими, їх величина обумовлюється числом розрядів індикації. В аналогових приладах такого ефекту можна було б досягти лише за рахунок значного збільшення шкали вимірювань. Десяткову систему в приладах використовують для зв'язку з людиною. При цьому двійковим числам повинні відповідати десяткові числа (розряд двійкового числа називається біном).

### 6.2. Числові коди в цифрових вимірювальних приладах

В наведеній табл. 6.1 представлено зображення чисел в двійковому коді.

В той час, як в десятковій системі окремі розряди зростають справа наліво пропорційно степені десяти в двійковій системі вони зростають пропорційно степені двох.

Таблиця 6.1

Десяткове число	$2^3$	$2^2$	$2^1$	$2^0$
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0

### 6.3. Функціональні елементи

#### 6.3.1. Тригер

Найважливішим елементом, що забезпечує функціонування електронних обчислювальних машин (ЕОМ) є тригер. Тригером називається пристрій з позитивними зворотними зв'язками, який має два стабільних стани і може переходити з одного в інший стрибком під дією зовнішнього керуючого сигналу. При відсутності керуючого сигналу тригер може скільки завгодно знаходитись у стані стійкої рівноваги. Тригери призначені для формування прямокутних імпульсів, поділу частоти, рахунку імпульсів, запам'ятовування інформації. Тригери бувають симетричні й несиметричні. В симетричному тригері обидва плеча виконані на однакових елементах (рис.6.1). Зв'язок між каскадами здійснюється за допомогою резисторів  $R_1$  та  $R_2$ . Бази транзисторів ( $p-n-p$  типу) для надійного запирання закритого транзистора підключені до позитивного полюса джерела  $E_{\delta}$  через резистори  $R_{\delta 1}$ ,  $R_{\delta 2}$ .

При підключенні тригера до джерел живлення  $E_{\kappa}$ ,  $E_{\delta}$  при найменшій розбіжності параметрів елементів, через один із транзисторів (будемо вважати, що це транзистор  $T_1$ ) буде проходити трохи більший струм, ніж через транзистор  $T_2$ . При цьому напруга  $U_{вих1}$  на колекторі транзистора  $T_1$ , а також на базі транзистора  $T_2$  підвищиться, що приведе до зменшення струму в колекторному колі транзистора  $T_2$ . Внаслідок цього напруга на колекторі транзистора  $T_2$  зменшиться і потенціал на базі  $T_1$  зменшиться, що приведе до



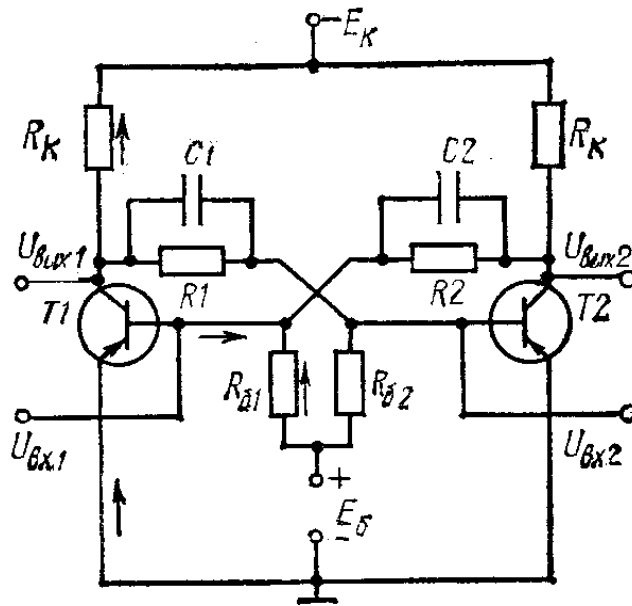


Рис.6.1 - Схема симетричного тригера

збільшення його колекторного струму. Цей процес розвивається дуже швидко. В результаті струм через транзистор  $T_1$  досягне насичення, а транзистор  $T_2$  буде запертим. При відсутності зовнішніх сигналів такий режим буде зберігатися як завгодно довго. Один із станів тригера відповідає нулю, другий – одиниці.

### 6.3.2. Двійкові лічильники

У двійкових лічильниках лічильні елементи послідовно вмикаються так, що кожен тригер являє собою двійкових розряд. Функціональна схема (рис.6.2.а) складається з чотирьох двійкових розрядів. Логічне позначення лічильного елемента приведене на рис.6.2.б. Якщо тригер установлений в стан 1, тобто на його робочому виході сигнал 1, то запам'ятовується цифра 1. Якщо на робочому виході сигнал 0, то запам'ятовується цифра 0. У вихідному стані робочі виходи - це виходи  $A, B, C, D$  повинні бути встановлені на „0”. Перший лічильний імпульс встановлює тригер  $F_4$  в одиничний стан. Його робочий вихід  $A$  видає сигнал 1, вихід спокою – 0. У результаті запам'ятовується 1. Коли надходить другий імпульс тригер повертається в вихідний стан, тобто виходи інвертуються. Сигнал 1 виходу спокою тригера  $F_4$  своїм переднім фронтом (процеси комутації в імпульсних схемах викликаються тільки наростаючими імпульсами) встановлює в одиничний стан тригер  $F_3$ , внаслідок чого запам'ятовується 2. Коли на вхід тригера  $F_4$  подається третій імпульс, тригер знову встановлюється на 1 і лічильник тепер накопичує 3 і т. д.

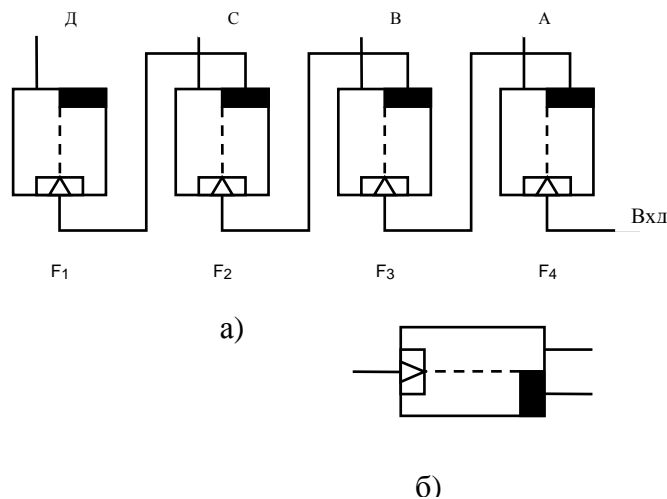


Рис.6.2 - Схема двійкового лічильника: а-лічильник; б-умовне позначення тригера, де лівий вивід-вхід, правий верхній-робочий вихід, правий нижній-вихід спокою

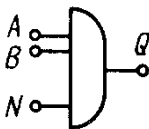
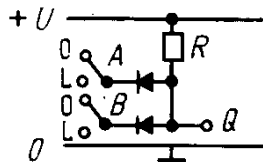
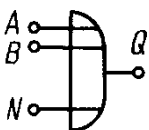
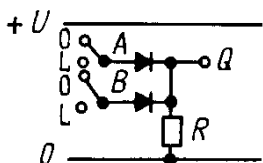
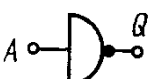
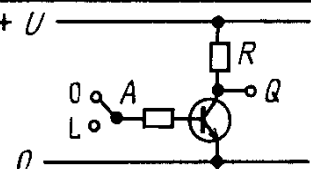
Таким чином, кожна ступінь рахунку зменшує частоту імпульсів, що подаються на вхід. Два рази кожен тригер повертається в свій початковий стан після серії двох імпульсів. Тому двійкові лічильники можна також використовувати для поділу частоти надходження імпульсів.

### 6.3.3. Логічні функціональні елементи

Схеми в яких використовують бінарні сигнали називаються логічними схемами або логічними функціональними елементами. Для обробки бінарних сигналів досить трьох основних логічних елементів: логічного „і”, „або” та заперечення „не”. Явища, що відбуваються між входами і виходами основних елементів або між кількома основними елементами, називаються логічними операціями. Вхідні змінні  $A, B \dots N$ , вихідні –  $Q$ . При цьому в принципі деякому висловлюванню відповідає тільки два значення істинності: висловлювання правдиве чи неправдиве.

У наступних міркуваннях будемо користуватися позитивною логікою-говорять про позитивну логіку, коли переходу від 0 до 1 відповідає позитивний стрибок потенціалу. Складні висловлювання можна розділити на елементарні. Співвідношення між елементарними висловлюваннями і відповідні їм логічні елементи і схеми реалізації можна звести в наступну табл. 6.2 При логічній операції „і” залежне висловлювання  $Q$  істинне тільки тоді, коли істинними є вільні висловлювання  $A, B$ . Логічну схему можна побудувати на діодах і резисторі. На виході  $Q$  позитивна напруга, тобто сигнал 1, з'являється тільки тоді, коли вона прикладена одночасно до всіх контактів:  $A$  і  $B$ . При інших комбінаціях один із діодів проводить струм і внаслідок падіння напруги на  $R$  на виході буде „–”(мінус), тобто сигнал 0.

Таблиця 6.2

Логічне позначення	Логічні функції	Схемне позначення	Таблиця істинності	Схеми позитивної логіки															
"І"	$A \wedge B = Q$		<table><tr><td>A</td><td>B</td><td>Q</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr></table>	A	B	Q	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	
A	B	Q																	
0	0	0																	
0	1	0																	
1	0	0																	
1	1	1																	
"АБО"	$A \vee B = Q$		<table><tr><td>A</td><td>B</td><td>Q</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr></table>	A	B	Q	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	
A	B	Q																	
0	0	0																	
0	1	1																	
1	0	1																	
1	1	1																	
"НЕ"	$\bar{A} = Q$		<table><tr><td>A</td><td>Q</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td></tr></table>	A	Q	0	1	1	0										
A	Q																		
0	1																		
1	0																		

При операції „ або ” залежне висловлювання  $Q$  істинне, якщо істинним є хоча б одне із вільних висловлювань  $A$  або  $B$ . Логічна схема „ або ” реалізується також за допомогою резистора і діодів. Якщо в такій схемі прикласти сигнал 1 (тобто „+”) хоча б до одного з виходів  $A$  або  $B$ , то один із діодів буде проводити струм і на виході  $Q$  з’явиться сигнал 1 (+), обумовлений падінням напруги на  $R$ . Коли до обох входів прикласти сигнал 0 (–), то падіння напруги на  $R$  не буде, бо обидва діоди будуть заперті і на виході буде сигнал 0.

Через посередництво функції „ не ” сигнал 0 на вході перетворює в 1 на виході, або навпаки: 1 на вході – 0 на виході. Схему „ не ” можна реалізувати за допомогою транзистора, що працює як перемикач. Якщо до бази транзистора  $p-n$  (входу  $A$ ) прикласти сигнал 1(+), достатній для того, щоб перевести його в режим пропускання, то опір на ділянці емітер-колектор стає малим, падіння напруги відбувається практично тільки на опорі  $R$  і на виході з’являється сигнал 0. Якщо навпаки, до входу прикласти сигнал 0, то транзистор запирається. Тепер майже вся напруга падає на ділянці емітер-колектор і на виході з’являється сигнал 1(+).

#### 6.4. Мікропроцесори і мікроелектронні обчислювальні машини

Під мікро-ЕОМ розуміють комбінацію мікропроцесора, пам’яті і регістра вводу і виводу (рис.6.3.).В звичайній обчислювальній техніці цифрові системи монтують з великого числа різноманітних інтегральних схем. Зазначимо, що під системою ми будемо розуміти пристрій, що сприймає вхідну інформацію а потім в залежності від своєї структури і режиму роботи, видає відповідну

вихідну інформацію. „Інтелект” такої системи визначається типом зв'язку модулів. Кожна окрема схема повністю описується таблицею істинності. Зміна інформаційного запиту до системи вимагає постійного втручання в технічні засоби.

Серед цих схем можна виділити системи що включають як основний елемент – мікропроцесор. Мікропроцесори є модулями великих інтегральних схем. Їх вже не можна описати таблицею істинності. Вид вихідного сигналу, як реакції на вхідний сигнал, повністю залежить від послідовності команд.

Зміна інформаційного запиту до системи вимагає втручання тільки в математичне забезпечення.

В мікро-ЕОМ мікропроцесор є центральним пристроєм (ЦП) (див. рис.6.3). Найважливіші елементи ЦП – лічильник команд, реєстр команд, керуючий пристрій (КП), арифметико – логічний блок (АЛБ), накопичувальний реєстр (акумулятор). Лічильник команд містить адреси тих комірок пам'яті, в яких знаходяться чергові команди.

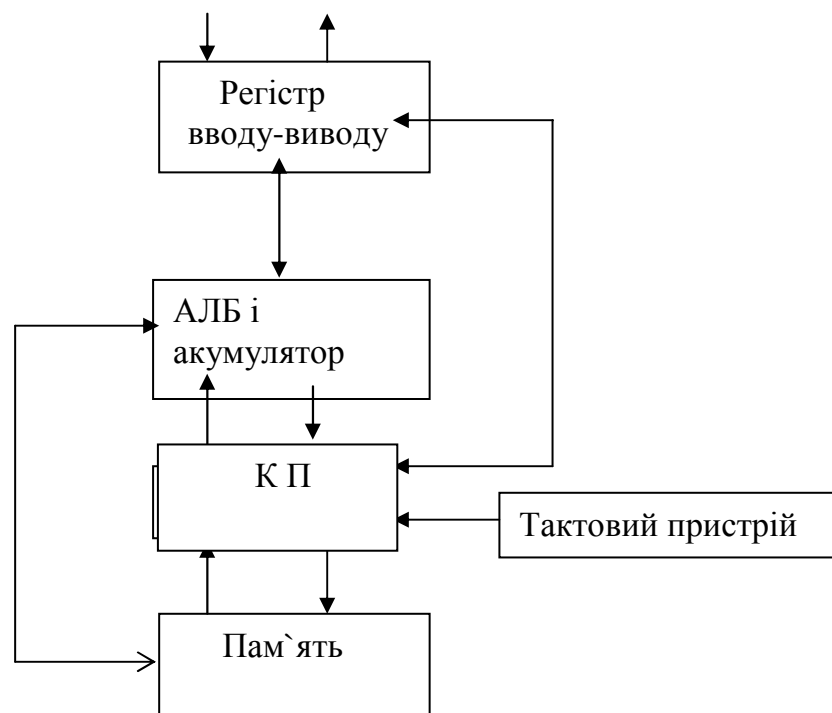


Рис.6.3 - Спрощена блок-схема мікро-ЕОМ

В реєстрі команд запам'ятовується команда, яка вибирається з пам'яті на час її виконання. КП розшифровує зміст реєстру команд у залежності від змісту команди і передає керування окремим блокам ЦП. За допомогою реєстрів вводу і виводу здійснюється передача даних на периферійні модулі або запит інформації, що міститься в цих модулях. КП виконує різноманітні арифметичні й логічні операції. Операнди (результати цих операцій) направляються в акумулятор для запам'ятовування.

До описаних реєстрів слід додати реєстри для запам'ятовування допоміжної інформації (наприклад, логічні стани, числові індекси та інше), які дозволяють здійснювати більш гнучке керування програмою

## Частина 2 ПРИЛАДИ І МЕТОДИ ВИМІРЮВАНЬ

### 7. ПРИНЦИПИ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ВИМІРЮВАННЯ ВІДСТАНЕЙ І РІЗНИЦІ ВІДСТАНЕЙ

#### 7.1. Вимірювання різниці відстаней інтерференційним методом

Інтерференція – це накладання двох або більшого числа когерентних хвиль. Для двох хвиль однакової частоти  $\nu$  і амплітуди  $A$ , що розповсюджуються в напрямку  $X$  і мають різницю фаз  $\varphi$  можна записати:

$$E_{y1} = A \cos \left[ 2\pi \left( \nu t - \frac{x}{\lambda} \right) + \varphi \right] \quad (7.1)$$

$$E_{y2} = A \cos \left[ 2\pi \left( \nu t - \frac{x}{\lambda} \right) \right],$$

де  $t$  – час;

$\lambda$  – довжина хвилі;

$E_{y1}$ ,  $E_{y2}$  – складові вектора напруженості електричного поля вздовж осі  $Y$  в світловій хвилі.

Результатом складання хвиль у будь-якій точці є вираз

$$E_y = E_{y1} + E_{y2} = 2A \cos \left[ 2\pi \left( \nu t - \frac{x}{\lambda} \right) + \frac{\varphi}{2} \right] \cos \frac{\varphi}{2}. \quad (7.2)$$

Якщо різниця фаз двох хвиль у деякій точці  $x = x_1$  дорівнює нулю, то  $\frac{\varphi}{2} = 0$  і  $\cos \frac{\varphi}{2} = 1$ , в цій точці

$$E_y = 2A \cos \left[ 2\pi \left( \nu t - \frac{x}{\lambda} \right) \right]. \quad (7.3)$$

При  $\varphi = \pi$ ,  $\cos \frac{\pi}{2} = 0$ , тоді хвилі гасять одна одну і в певній точці з координатою  $x = x_2$ ,  $E_y = 0$ .

Якщо дві хвилі мають однакові амплітуди, але різні частоти

$$E_{y1} = A \cos 2\pi \left( \nu_1 t - \frac{x}{\lambda_1} \right) \quad E_{y2} = A \cos 2\pi \left( \nu_2 t - \frac{x}{\lambda_2} \right), \quad (7.4)$$

$$E_y = E_{y1} + E_{y2} = 2A \cos 2\pi \left[ \left( \nu_1 + \nu_2 \right) \frac{t}{2} - \left( \lambda_1 + \lambda_2 \right) \frac{x}{2} \right] \times \cos 2\pi \left[ \left( \nu_1 - \nu_2 \right) \frac{t}{2} - \left( \lambda_1 - \lambda_2 \right) \frac{x}{2} \right]. \quad (7.5)$$

При  $v_1 \approx v_2$  ( $\lambda_1 \approx \lambda_2$ ) співвідношення (7.5) буде мати вигляд

$$E y = 2 A \cos 2 \pi \left( v_1 t - \frac{x}{\lambda_1} \right) \cos 2 \pi \left( \frac{\Delta v t}{2} - \frac{\Delta \lambda x}{\lambda_1^2} \right), \quad (7.6)$$

де  $\Delta v = v_1 - v_2$ ;

$$\Delta \lambda = \lambda_1 - \lambda_2.$$

У цьому випадку вираз (7.6) можна розглядати як хвилю частоти  $v_1$ , амплітуда якої  $\bar{A} = 2A \cos 2 \pi \left( \frac{\Delta v t}{2} - \frac{\Delta \lambda x}{\lambda_1^2} \right)$  повільно змінюється з часом з частотою  $\Delta v$ . Такий результат складання хвиль носить назву – “биття”. Довжина хвилі биття:

$$\lambda_{\delta} = \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_1 - \lambda_2}. \quad (7.7)$$

## 7.2. Інтерферометр Майкельсона

Відстані можна визначати з високою точністю, якщо за еталон довжини прийняти довжину хвилі. Класичним є метод із застосуванням інтерферометра Майкельсона (див.рис.7.1.).

Світловий промінь, що генерує лазер 1, падає на світлоподільник 2 (напівпрозоре дзеркало), де розділяється на 2 променя – опорний і вимірювальний. Обидва променя відбиваються від дзеркал; опорний – від нерухомого дзеркала 3, вимірювальний – від рухомого дзеркала 4 і знову потрапляють на світлоподільник 2. Опорний і вимірювальний промені інтерферують у відповідності до рівнянням (7.2) і скеровуються на детектор 5. Якщо дзеркало 4 повільно переміщується, детектор буде реєструвати максимуми і мінімуми інтенсивності в залежності від того, в фазі чи протифазі знаходяться опорний і вимірювальний промені.

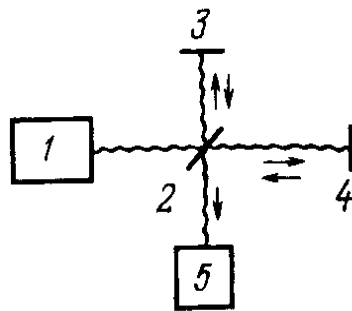


Рис.7.1 - Принцип дії інтерферометра Майкельсона.

Синфазність і протифазність змінюються через  $\frac{\lambda}{2}$ , що рівнозначно зміщенню дзеркала на  $\frac{\lambda}{4}$ . Реєструючи число максимумів і мінімумів світла при

переміщенні дзеркала 4 можна визначити зміну відстані в чвертях довжини хвилі.

### 7.3. Електромагнітні вимірювання відстаней фазовим методом

#### 7.3.1. Вимірювання відстаней за допомогою пасивного відбивача

Електромагнітний віддалемір складається з передавача 1 і приймача 2 (Рис.7.2). Передавач, встановлений в пункті А, випромінює сигнал, що створюється шляхом модуляції несучих коливань

$$E = A \sin \omega t ,$$

довжина хвилі якого  $\lambda = \frac{c}{n \nu}$  визначається швидкістю поширення електромагнітних коливань у вакуумі  $c$ , показником заломлення  $n$  середовища і частотою  $\nu$ . Приймач, встановлений в пункті В, приймає цей сигнал

$$E = A \sin ( \omega t + \Delta \varphi ) = A \sin ( \omega t + \omega t_1 )$$

і дозволяє визначити різницю фаз  $\Delta \varphi = \omega t_1$ , де  $t_1$  - час поширення сигналу між пунктами А і В. При цьому стає відомою відстань від кінця останнього хвильового циклу до приймача

$$r = \Delta \varphi / 360 \lambda = R' \lambda = R' c_0 / n f , \quad (7.8)$$

тобто, відстань у межах довжини хвилі, де  $R'$  – домір, остача від ділення світлового шляху на довжину хвилі. Схема, зображена на (рис.7.2) пояснює принцип вимірювання. Але в дійсності передавач і приймач розташовуються на одному кінці лінії, що дозволяє вимірювати різницю фаз з мінімальними технічними труднощами.

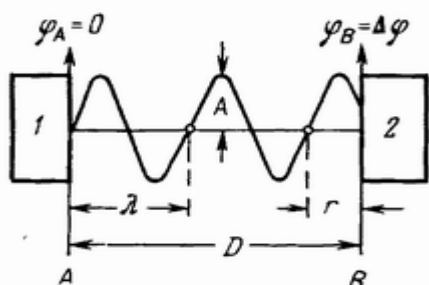


Рис.7.2 - Принцип електромагнітного вимірювання відстаней: 1-передавач, 2-приймач.

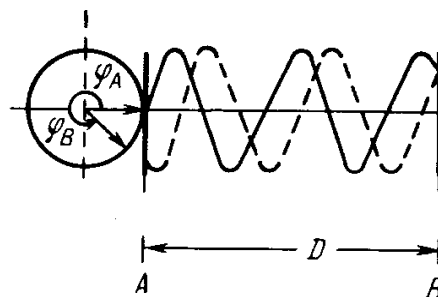


Рис.7.3 - Принцип електромагнітного вимірювання відстаней: (передавач і приймач – в одному пункті-А)

На другому кінці лінії знаходиться відбивач(рис.7.3), призначений для ретрансляції сигналу. В результаті порівняння фаз випроміненого та відбитого сигналів за допомогою такого пристрою отримують подвійну різницю фаз  $2 \Delta \varphi = 2 \omega t$  і подвоєне значення доміру  $R$  :

$$2 r = R \lambda, (R = 2 R') \text{ або } r = \frac{R \lambda}{2}. \quad (7.9)$$

## **7.4. Створення грубих мір довжини**

### **7.4.1. Прямий спосіб створення грубих мір довжини на фіксованих частотах**

Оскільки при фазовому методі вимірювання домір фази – дробова величина  $R$  визначається з заданою точністю, то довжина хвилі  $\lambda$  не може бути як завгодно великою. Тому в загальному випадку формула для подвійної відстані буде мати вигляд

$$2 D = a \lambda + R \lambda, \text{ або } 2D = (a + R) \lambda,$$

де  $a$  – ціле число, що показує скільки разів довжина хвилі вкладається в подвійній відстані. Вводячи замість довжини хвилі міру довжини  $U = \lambda / 2$ , для відстані  $D$  отримаємо  $D = aU + R U$ .

Для однозначного визначення числа  $a$  використовують різноманітні способи. Спочатку розглянемо спосіб безпосереднього визначення грубих мір довжини.

Шляхом послідовного, наприклад 10 – кратного зменшення частоти можна створити міри довжини, що будуть зростати в 10 – кратному розмірі. Міра довжини, що задається найвищою частотою, називається точною, решта – грубими. Несуттєво при цьому, що кожний наступний вимір при зростанні міри довжини стає в 10 разів менш точним, бо останні розряди певного результату виміру можна уточнити за допомогою коротшої міри довжини. Таким чином, вимірювання на цих довжинах хвиль служать тільки для уточнення наступних розрядів. При обчисленнях це можна зробити найпростіше, якщо послідовні результати вимірювань записувати у вигляді сходинки і використовувати для отримання кінцевого результату тільки перші цифри окремих результатів. У нових приладах точні й грубі вимірювання здійснюються автоматично за допомогою мікропроцесора.

### **7.4.2. Непрямий спосіб створення грубих мір довжини на фіксованих частотах**

У деяких приладах окремі міри довжини отримують використовуючи кілька близько розташованих частот. Математично це можна описати наступним чином. На довжинах хвиль  $\lambda_1$  і  $\lambda_2$  подвійна відстань визначається рівняннями



$$2D = a_1 \lambda_1 + R_1 \lambda_1, 2D = a_2 \lambda_2 + R_2 \lambda_2.$$

Розділимо перше рівняння на  $\lambda_1$ , друге на  $\lambda_2$  і віднімемо друге рівняння із першого, будемо мати

$$2D \left( \frac{1}{\lambda_1} - \frac{1}{\lambda_2} \right) = a_2 - a_1 + R_2 - R_1,$$

або

$$2D = (a_2 - a_1) \lambda_{2-1} + (R_2 - R_1) \lambda_{2-1}. \quad (7.9)$$

Причому

$$\lambda_{2-1} = \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_1 - \lambda_2}. \quad (7.10)$$

Згідно з (7.7)  $\lambda_{2-1}$  – являє собою довжину хвилі биття, або довжину хвилі різницевої частоти  $\nu_{2-1}$ . Таким чином, подвійна відстань  $2D$  непрямо вимірюється в довжинах хвиль різницевої частоти. Величина  $(R_2 - R_1)$  – остача від ділення вимірюваної відстані на довжину хвилі  $\lambda_{2-1}$ .

Оскільки  $a_1, a_2$  – цілі числа (нагадаємо, що частоти  $\nu_1$  і  $\nu_2$  близько розташовані одна від одної) то в межах відстані  $2D_0 = \lambda_{2-1} = \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_1 - \lambda_2}$ ,

$a_2 = a_1$  і в (7.9) множник  $(a_2 - a_1) = 0$ .

Таким чином, рівняння (7.10) однозначно визначає діапазон, всередині якого відстань визначається однозначно.

Використовуючи масштабні довжини  $U_i = \lambda_i$  для відстані  $D$  отримаємо

$$D = R_{2-1} U_{1-2}, \quad (7.11)$$

де  $U_{1-2} = \frac{U_1 U_2}{(U_1 - U_2)};$

$$R_{2-1} = R_2 - R_1.$$

Інші частоти вибирають так, що відповідні міри довжини відрізняються одна від одної в 10 разів.

## 7.5. Методи вимірювання різниці фаз

Різниця фаз двох сигналів може бути виміряна двома методами: аналоговим і цифровим.

При аналоговому способі шукана величина (інтервал часу між моментами переходу через нуль випромінюваного й прийнятого сигналів) пропорційно перетворюється в іншу величину, що може бути легко виміряна. Перетворення здійснюється безперервно. Вимірювання фази можна звести до вимірювання напруг, якщо різниця фаз за допомогою фазового детектора перетворюється в позитивну чи негативну постійну напругу, що потім компенсується відомою напругою протилежного знаку. Якщо цю напругу подати на синхронний обертальний трансформатор і з'єднати з його ротором цифровий пристрій або градуйований круг, то її можна перетворити безпосередньо у величину різниці фаз.

При цифровому вимірюванні різниці фаз, випромінені й прийняті синусоїдальні сигнали низької частоти перетворюються наприклад за допомогою тригера в прямокутні сигнали (Рис.7.4.). Їх різниця фаз визначається числом імпульсів, що реєструє лічильник. Імпульси можна отримати, наприклад за допомогою спеціального генератора, що запускається переднім фронтом прямокутного сигналу, який відповідає прийнятому сигналу.

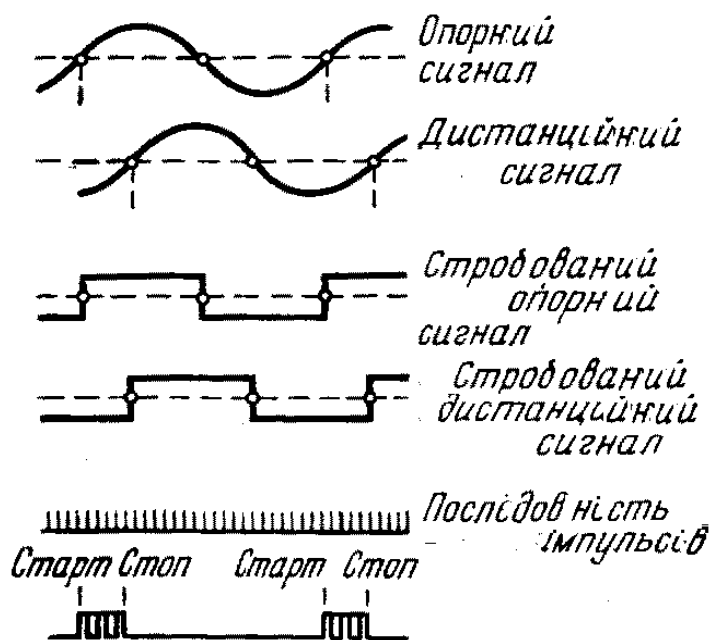


Рис.7.4 - Перетворення сигналів при цифровому вимірюванні різниці фаз.

Цифрові фазовимірювальні системи мають перевагу і відповідно ширше застосування ніж аналогові. Вони точніші і дозволяють легше автоматизувати процес вимірювань.

## 7.6. Принципи імпульсного методу вимірювання відстаней

При імпульсному методі вимірювання відстаней визначається час пробігу імпульсу від передавача до відбивача й назад, пропорційний подвійному значенню вимірюваної відстані  $2D = ct$ , де  $c$  – швидкість світла в повітрі.

Оскільки прямокутні імпульси або близькі до них за формою при значних інтервалах між імпульсами мають широкий частотний спектр, то вони безпосередньо у вигляді електромагнітних хвиль не випромінюються. Крім того хвилі різної довжини мають різні швидкості поширення (внаслідок дисперсії). Тому імпульси модулюють високочастотні (ВЧ) несучі коливання, для чого застосовують амплітудну або частотну модуляцію. Відношення тривалості імпульсів до періоду повторення називають коефіцієнтом заповнення. При амплітудній модуляції за час дії імпульсу випромінюються ВЧ коливання сталої амплітуди, а в паузах між імпульсами коливання не випромінюються. При частотній модуляції амплітуда ВЧ коливань залишається незмінною, а частота і період дії імпульсу змінюються. За звичай використовують амплітудну модуляцію, бо вона реалізується простіше і займає меншу смугу частот. Для виключення багатозначності період повторення повинен перевищувати час пробігу імпульсів вздовж вимірюваної лінії. Точність лазерних імпульсних вимірювань обмежується недосконалістю пристроїв для реєстрації імпульсів. Сучасний стан техніки генерування імпульсів з екстремально крутими фронтами, аналізу імпульсів, розробок оптико – електронних приймачів з низькою інерційністю, а також можливостей удосконалення електронних лічильників для реєстрування часу пробігу приводить до похибки  $\Delta t = 0,1 - 10$  нс, що відповідає похибці у визначенні відстані:

$$\Delta S = \frac{1}{2} c \Delta t,$$

яка знаходиться в межах 0,015 – 1,5 м. Лазерні імпульсні віддалеміри використовують здебільшого для визначення великих відстаней, при яких не дивлячись на значні абсолютні похибки можна забезпечити високі відносні точності. Імпульсні лазери дозволяють вимірювати більш значні відстані ніж лазери з безперервним випромінюванням, завдяки більшій потужності випромінювання в імпульсі.

## 7.7. Вимірювання різниці відстаней за допомогою ефекту Доплера

Доплерівське зміщення частоти електромагнітних хвиль визначається швидкістю джерела й приймача хвиль відносно одне одного. Пов'яжемо з приймачем світла початок координат інерціальної системи відліку  $K$ , а з приймачем - початок координат системи  $K'$  (рис.7.5.). Осі  $x$  і  $x'$  направимо вздовж вектора швидкості  $v$ , з якою система  $K'$  рухається відносно системи  $K$  (тобто приймача).

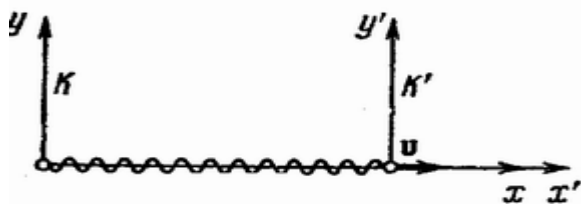


Рис.7.5 - Дві інерціальні системи відліку

Рівняння плоскої хвилі, що випромінюється джерелом в напрямі приймача, в системі  $K'$  має вигляд

$$E'(x' y') = A' \cos \left[ \omega' \left( t' + \frac{x'}{c} \right) + a' \right], \quad (7.12)$$

де  $\omega'$  – частота хвилі, що спостерігається в системі відліку, пов'язаній з джерелом. Оскільки ми вважаємо, що електромагнітна хвиля поширюється у вакуумі, фазова швидкість дорівнює  $c$ .

Від джерела до приймача хвиля поширюється в напрямі, протилежному осі  $x'$ , тому перед  $\frac{x'}{c}$  стоїть знак плюс. Згідно з принципом відносності закони природи мають однаковий вигляд в усіх інерціальних системах відліку (ІСВ).

Таким чином, в системі  $K$  хвиля описується рівнянням

$$E(x, t) = A \cos \left[ \left( \omega t + \frac{x}{c} \right) + a \right], \quad (7.13)$$

де  $\omega$  – частота, що сприймається приймачем частоти в системі  $K$ . Нагадуємо, що швидкість  $c$  однакова в усіх інерціальних системах відліку.

Рівняння хвилі в системі  $K$  можна отримати з рівняння в системі  $K'$ , переходячи від  $x', t'$  до  $x$  і  $t$  за допомогою перетворень Лоренца, тобто згідно з формулами

$$x' = \frac{(x - vt)}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}, \quad t' = \frac{[t - (\frac{v}{c^2})x]}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}. \quad (7.14)$$

Якщо підставити значення (7.14) в рівняння (7.12), то після незначних перетворень отримаємо

$$E'(x, t) = A' \cos \left[ \frac{\omega' (1 - \frac{v}{c}) (t' + \frac{x'}{c})}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}} + a' \right]. \quad (7.15)$$

Рівняння (7.12) і (7.15) описують у системі  $K$  одну й ту ж хвилю. Таким чином повинно виконуватися співвідношення:

$$\omega = \frac{\omega' (1 - \frac{v}{c})}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}. \quad (7.16)$$

Швидкість у цій формулі є величина алгебраїчна. При віддаленні джерела від приймача  $v > 0$  і згідно до (7.16)  $\omega < \omega'$  при наближенні  $v < 0$  і  $\omega > \omega'$ .

У випадку, якщо  $v \ll c$  формулу (7.16) можна переписати у вигляді

$$\omega \approx \omega' (1 - \frac{v}{2c}) (1 - \frac{v}{2c}) = \omega' (1 - \frac{v}{c} + \frac{v^2}{4c^2}). \quad (7.17)$$

Обмежуючись членами порядку  $\frac{v}{c}$  отримаємо

$$\omega = \omega' (1 - \frac{v}{c}), \text{ або } \frac{\Delta \omega}{\omega} = -\frac{v}{c}, \quad (\Delta \omega = \omega - \omega').$$

Якщо хвиля відбивається від відбивача і знову повертається до джерела і джерело працюючи в певний момент як приймач приймає сигнал, то при відносному переміщенні джерела–приймача й відбивача наближено отримаємо:

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = -\frac{2v}{c},$$

для швидкості  $v$  (відносної швидкості) відповідно

$$v = -\frac{c \Delta \omega}{2 \omega}. \quad (7.18)$$

У методах вимірювання різниці відстаней, основаних на ефекті Доплера, за різницею частот визначають відносну швидкість. Починаючи з деякого опорного пункту спостереження (де розташований відбивач) визначається його пройдений шлях. Тому доплерівські методи годяться не для вимірювання відстаней, а для вимірювання зміни відстаней. Доплерівські методи мають важливе значення для розв'язання динамічних задач супутникової геодезії, точних інтерференційних вимірювань і супутникової навігації.

## 8. ФАЗОВІ СВІТЛОВІДДАЛЕМІРИ І РАДІОВІДДАЛЕМІРИ

### 8.1. Загальні принципи

Світловіддалемір дозволяє вимірювати відстань безпосередньо, причому частота вимірювального сигналу лежить в інфрачервоному або видимому діапазоні. Серед електрооптичних методів вимірювань найбільш точним вважається фазовий метод, при якому час поширення сигналу визначається шляхом непрямих вимірювань. Методи вимірювання відстаней з безпосереднім вимірюванням часу поширення – імпульсні методи, дозволяють отримати точність, достатню для геодезичних цілей, лише при значних ускладненнях конструкції і великих відстанях (наприклад у супутниковій геодезії). При фазовому методі вимірювань передавач випромінює безперервні ВЧ, синусоїдальні АМ модульовані сигнали світлового діапазону, які після відбиття на протилежному кінці вимірюваної лінії попадають у приймач. У приймачі після демодуляції світлового сигналу можна виміряти різницю фаз між цими сигналами (випроміненим і прийнятим). Так визначають домір між кінцем останнього хвильового циклу і приймачем: він пропорційний різниці фаз. Для вилучення інструментальних похибок що виникають внаслідок дрейфу сигналів зовнішнього і внутрішнього світлових шляхів додатково відбувається вимір різниці фаз на внутрішній калібровочній лінії, а відстань обчислюється як різниця зовнішнього і внутрішнього шляхів. Точність приладів складає приблизно 1:1000 – 1:5000 точної міри довжини. При скороченні міри довжини значно ускладнюється електронна схема. Окремі високоточні масштабні частоти отримують за допомогою кварцових генераторів або об'ємних резонаторів.

Відоме основне рівняння для визначення подвійної відстані (туди і назад)  $2D = ct$ , ( $c$  – швидкість світла,  $t$  - час поширення сигналу) показує, що для вимірювання відстані можна використати пристрої подібні тим що спочатку були призначені для визначення швидкості світла. Класичний вимірювальний пристрій для визначення швидкості світла був розроблений Фізо в 1849р. Сучасні пристрої відрізняються лише тим, що замість механічних елементів використовують безінерційні електронні елементи. Схему досліду подано на рис.8.1.

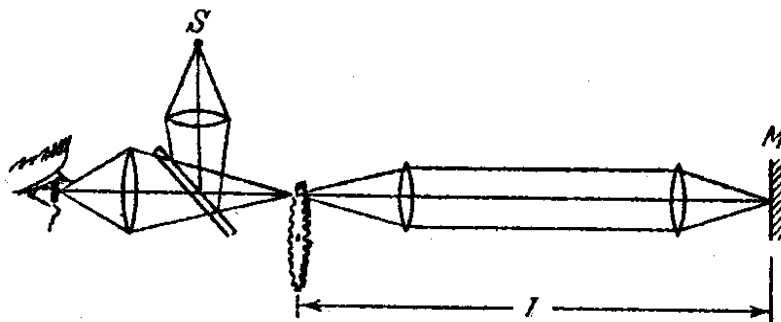


Рис.8.1 - Схема дослідів Фізо.

Світло від джерела  $S$  падало на напівпрозоре дзеркало. Світло що відбивалося від дзеркала попадало на край зубчатого диска. Кожного разу, як навпроти пучка світла попадав проріз між зубцями, виникав світловий імпульс, який доходив до дзеркала  $M$  і відбивався назад. Якщо в момент, коли світло поверталось до диска, навпроти пучка траплявся проріз, відбитий імпульс проходив частково через напівпрозоре дзеркало і попадав у око спостерігача.

За час  $t_1 = 2l/c$ , який світло затрачало на проходження шляху до дзеркала  $M$  і назад, диск встигав повернутися на кут  $\Delta\varphi = \omega t_1 = 2l\omega/c$ , де  $\omega$  - кутова швидкість обертання диска. Якщо число зубців диска дорівнює  $N$ , тоді кут між серединами сусідніх зубців  $\alpha = 2\pi/N$ . Світло не поверталось в око спостерігача при таких швидкостях обертання диска, при яких за час  $t_1$  диск встигав повернутися на кут  $\alpha/2, 3\alpha/2, \dots (m - 1/2)2\pi/N$ .

Таким чином, умова  $m$ -го затемнення має вигляд:

$$\Delta\varphi = (m - 1/2)\alpha,$$

або  $2l\omega m/c = (m - 1/2)2\pi/N$ . За цією формулою, знаючи  $l, N$  і  $\omega m$  можна розрахувати  $c$ .

У пристрої, що був запропонований Кароліусом і Мітельштедтом (рис.8.2), у ролі модулятора і демодулятора були використані дві синхронні схрещені комірки Кера, керовані одним ВЧ генератором. Світловий промінь джерела  $L$  призмою Ніколя  $N_1$  поляризується лінійно, а конденсатором Кера  $K_1$  – еліптично. Після відбивання від дзеркала світло попадає на комірку Кера  $K_2$ . Якщо відстань, пройдена світлом, дорівнює цілому числу хвиль модуляції, то другий конденсатор ліквідує модулюючу дію першого конденсатора (ефект компенсації). При цьому отримують лінійно поляризоване світло з напрямком поляризації таким же як на виході призми  $N_1$ .

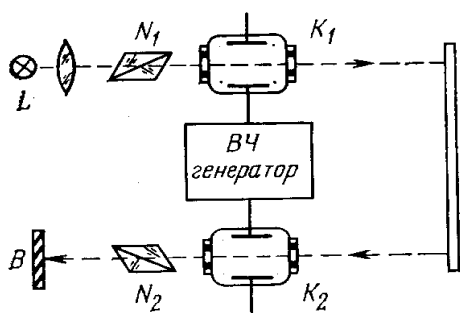


Рис.8.2 - Вимірювання відстаней і швидкості світла за Кароліусом і Мітельштедтом.

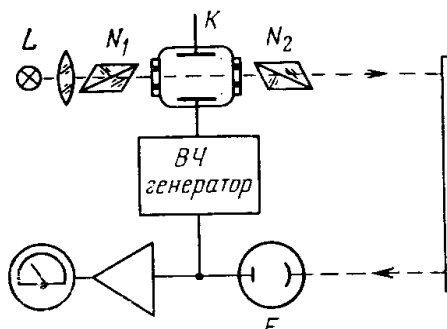


Рис.8.3 - Вимірювання відстаней і швидкості світла за Кароліусом і Хютелем.

Після конденсатора Кера світло падає на другу призму  $N_2$ , що орієнтована перпендикулярно до  $N_1$ . Поки модулююча сила обох конденсаторів взаємно компенсується, призма  $N_2$  блокує світловий потік і на

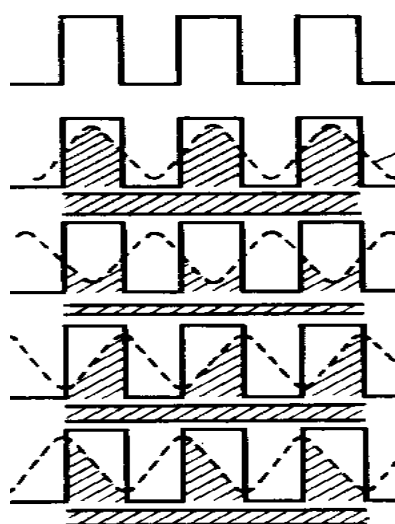
матовому склі  $B$  спостерігається мінімум інтенсивності. При вимірюваннях ефект компенсації досягається зміною частоти модуляції.

$$3 \text{ рівнянь } c = 2 D / t = 2 D / a T = 2 D f / a ,$$

де  $a$  – число повних довжин хвиль;  $T$  – період і  $D = c a / 2 f$  при відомій відстані  $D$  обчислюється швидкість, а при відомій швидкості світла – відстань. Для швидкості світла за допомогою описаного пристрою отримали  $c_0 = (299786 \pm 20)$  км/с. Неточність результату обумовлена похибками візуальних спостережень і похибками, джерелом яких є комірка Кера.

У пристрої розробленому Хютелем (рис.8.3) використовують комірку Кера  $K$  (модулятор) і фотоелемент  $F$  (демодулятор). Комірка Кера модулює світло за амплітудою. Фотоелемент синхронізований з коміркою Кера за допомогою змінної напруги ВЧ генератора. Оскільки фотоелемент пропускає струм тільки протягом позитивного півперіоду, то при різниці фаз між інтенсивністю світла й чутливістю фотоелемента, що дорівнює нулю або  $2\pi N$ , виникає максимум фотоструму (рис.8.4.).

При різниці фаз  $\Delta\varphi = \pi/2$  або  $\Delta\varphi = 2\pi N + \pi/2$  струм мінімальний, при цьому середні значення струму однакові. При безперервній зміні світлового шляху середнє значення фотоструму, зареєстроване амперметром, змінюється синусоїдально. Оскільки найбільш точно можна встановити переходи синусоїдальної функції через нуль (функція змінюється тут найбільш круто) вибираються як точки вимірювання різниці фаз  $\pi/2$ ,  $3\pi/2$  і т.д. Світловий шлях регулюється переміщенням дзеркала, зміною частоти модуляції і зміною відповідного фотоструму. Для швидкості світла в вакуумі Хютель отримав  $c = (299771 \pm 10)$  км/с.



Чутливість фотоелемента

Фотострум,  $\Delta\varphi = 0 \dots N 2\pi$

Середній фотострум нуль-прибора.

$\Delta\varphi = \pi \dots N 2\pi + \pi$

Середній фотострум нуль-прибора

$\Delta\varphi = \pi/2, \dots, N 2\pi + \pi/2$

Середній фотострум нуль-прибора

$\Delta\varphi = 3\pi/2, \dots, N 2\pi + 3\pi/2$

Рис.8.4-Чутливість і фотострум фазовимірювального елемента.

Згодом описаний метод був удосконалений і на його основі були створені світловіддалеміри, що були названі геодинетрами. В наш час найточнішим способом визначення швидкості світла в вакуумі є метод, оснований на



вимірюванні частоти й довжини хвилі лазерного випромінювання, він дає для  $c_0$  таке значення  $c = (299792,458 \pm 0,001)$  км/с.

## **8.2. Світловіддалеміри великої і середньої віддалі**

Світловіддалеміри великої і середньої віддалі поділяються на прилади з вимірюванням різниці фаз на високій і низькій частотах. І в одному й другому випадках роль модулятора відіграє комірка Кера. На відміну від метода описаного в попередньому параграфі робоча точка при вимірюванні різниці фаз на ВЧ встановлюється за допомогою низькочастотної трапецієвидної напруги (50 - 95 Гц), а не за допомогою сталої напруги зміщення. НЧ змінна напруга змінює полярність комірки Кера з частотою 50 - 95 Гц. Вимірювання різниці фаз двох сигналів НЧ точніші, ніж вимірювання фаз ВЧ сигналів, тому прилади з фазовими вимірюваннями на НЧ є приборами 2-го покоління по відношенню до приборів з фазовим вимірюванням на ВЧ. У більшості задач, що постають перед інженером-геодезистом можна вирішити за допомогою світловіддалемірів малої віддалі (500 - 3000 м).

Майже всі нові світловіддалеміри малої віддалі генерують ВЧ синусоїдальний АМ сигнал за допомогою люмінесцентних і лазерних діодів на GaAs. Для модуляції несучої інфрачервоного діапазону струм що збуджує випромінювання діода, модулюється ВЧ коливаннями. Для демодуляції сигналу застосовують фотоелектронні помножувачі, фотодіоди або лавинні фотодіоди. Майже в усіх віддалемірах малої віддалі фазові вимірювання відбуваються на низькій частоті. З цією метою частина ВЧ модулюючого сигналу відгалужується так само як і сигнал, що поширюється вздовж лінії, посередництвом змішування з сигналом гетеродина перетворюється в коливання більш низької частоти, причому фазові співвідношення між обома сигналами зберігаються. Низькі частоти лежать у діапазоні 1,5 - 25 кГц.

За технічним обладнанням віддалеміри малої віддалі ділять також на прилади з аналоговими вимірюванням різниці фаз і прилади з цифровим вимірюванням різниць фаз.

## **8.3. Критерії точності світловіддалемірів**

На точність світловіддалемірів впливають:

1. Похибка середнього (вздовж лінії) показника заломлення.

Показник заломлення залежить від температури, вологості повітря, атмосферного тиску, тобто від метеорологічних даних атмосфери. Точність електромагнітних віддалемірів при значеннях відстаней  $> 1 - 10$  км у значній мірі залежать від точності визначення показника заломлення.

2. Похибки модулюючої частоти.

При використанні схем температурної компенсації (при застосуванні кварцу) відносну зміну (відхилення) частоти генератора можна зменшити до  $3 \cdot 10^{-6}$ .

### 3. Циклічна похибка фази.

Циклічна похибка фази є двох видів:

- похибка, що залежить від рівня прийнятого сигналу;
- похибки циклічні, що не залежать від рівня прийнятого сигналу.

Похибки першого типу виникають внаслідок накладання опорного й дистанційного сигналів у передавальній і прийомній системах.

Циклічні похибки виникають внаслідок нелінійності фазометра.

### 4. Похибки внаслідок неоднорідності випромінювача й фотодетектора.

Ці похибки виникають внаслідок того, що пучок світла має різні фази модуляції в площині, перпендикулярній напрямку його поширення. Подібні явища мають місце при прийомі, бо в залежності від місця падіння променя на світлочутливу поверхню детектора, прийнятий сигнал буде мати різні фази демодуляції.

## 8.4. Радіовіддалеміри. Загальні відомості

Радіовіддалеміри працюють у мікрохвильовому діапазоні при вимірюванні великих відстаней  $> 20$  км. Радіовіддалеміри вигідніше використовувати бо їх нормальна робота менше залежить від погодних умов. Зокрема, обидві станції – ведуча й ведена повинні працювати в активному режимі. Швидкість розповсюдження визначають за метеорологічними вимірюваннями на кінцях лінії з меншою точністю, ніж швидкість хвиль оптичного діапазону. При меншій направленості випромінюваних коливань у радіовіддалемірах виникають спотворення, обумовлені впливом хвиль, відбитих від поверхні землі.

Як і в світловіддалемірах, відстані в радіовіддалемірах визначають фазовим методом. Розглянемо принцип дії однієї з різновидностей радіовіддалемірів – телурометра. Телурометр складається з ведучої станції де виконують вимірювання і веденої, що працює як активний відбивач. На обох станціях відбивальні клістроны генерують несучі коливання в діапазоні 10,05-10,45 ГГц. При правильному настроюванні частота несучих коливань веденої станції на 33 МГц перевищує частоту ведучої станції. Коли обидва клістроны налаштовані на різницеву частоту, між станціями встановлюється зв'язок. Після встановлення зв'язку несучі коливання модулюються за частотою масштабними коливаннями. Модуючі коливання створює генератор, частоти якого стабілізують п'ять кварців. Окремі масштабні коливання, що являють собою “електромагнітні міри довжини”, поширюються назустріч одне одному набуваючи відповідних фазових зсувів. Кожна з станцій приймає коливання іншої і безперервно визначає їх початкові фази по відношенню до коливань власного передавача. Ведена станція передає інформацію про початкову фазу у

вигляді додаткового частотно- модульованого сигналу на ведучу станцію, а остання порівнює її з власною початковою фазою. Різниця початкових фаз ведучої і веденої станцій пропорційна відстані. Цю різницю визначають фазометром.

## **8.5. Методи і засоби спостережень супутникової геодезії**

### **8.5.1. Загальні відомості**

У цілому методи супутникової геодезії розділяють на геометричні й динамічні. Серед видів спостережень (вимірювань) знаходять застосування такі види: вимірювання напрямків на супутники, вимірювання відстаней між супутниками й наземними станціями, доплерівські вимірювання, визначення відстаней в системах супутник-супутник, радіовіддалеметрія поверхні морів і океанів. У геометричній супутниковій геодезії з двох або більшого числа станцій проводять спостереження напрямків на супутники посередництвом фотографування їх на фоні зоряного неба. Це дозволяє визначити напрямки в просторі між різними станціями спостережень у системі координат, пов'язаній з віссю обертання Землі. Супутник використовують тільки як візирну ціль, знання орбіти необхідне тільки для їх виявлення. Спостерігаючи одночасно, принаймні два положення супутника з двох станцій, в просторі фіксують дві площини, тобто просторовий напрям між станціями. За результатами вимірювань напрямків можна створити просторову мережу, що охоплює Землю, яка сумісно з вимірюваннями часу буде орієнтована в глобальній геоцентричній системі координат. За допомогою звичайного годинника прив'язку в часі можна здійснити з точністю 1мс. (для супутника з висотою 1000м. це відповідає похибці в положенні 7,4м.) За допомогою транспортабельного атомного годинника точність часової прив'язки можна підвищити до 0,1мс. Масштабування просторової мережі досягається посередництвом вимірювання відстаней між станціями спостережень і супутниками за допомогою електромагнітних віддалемірних систем або прокладання траверсів між станціями спостережень. Визначення положень геометричними способами можна розглядати як автономні. Зрозуміло, що вимірювання напрямків зберігають деяке своє значення для вивчення орбіт супутників. При малих діаметрах супутників напрямки слід визначати з використанням лазерного випромінювання. Найбільш придатним для цього є рубіновий імпульсний лазер з шириною імпульсів на половинному рівні 0,4мс. Просторове положення супутникової мережі по відношенню до центра мас Землі при геометричному методі залишається невідомим. Його встановлюють динамічним методом. У динамічній супутниковій геодезії як допоміжний елемент використовують модель орбіти супутника. Здійснюючи безперервне слідування за орбітою за допомогою вимірювання напрямків, відстаней і різниць відстаней з порівнювальних обчислень визначають геоцентричні координати станцій спостереження.

### 8.5.2. Лазерні імпульсні вимірювання відстаней

Лазерна станція складається з імпульсної віддалемірної системи і системи спостереження за штучними супутниками Землі. Принцип імпульсного методу вимірювання відстаней досить простий. Імпульс, що випромінює лазер, розщеплюється на пусковий імпульс, який через внутрішній світловий канал запускає лічильник пробігу й імпульс зупинки, який після розповсюдження до супутника і назад зупиняє процес рахування (рис.8.5).

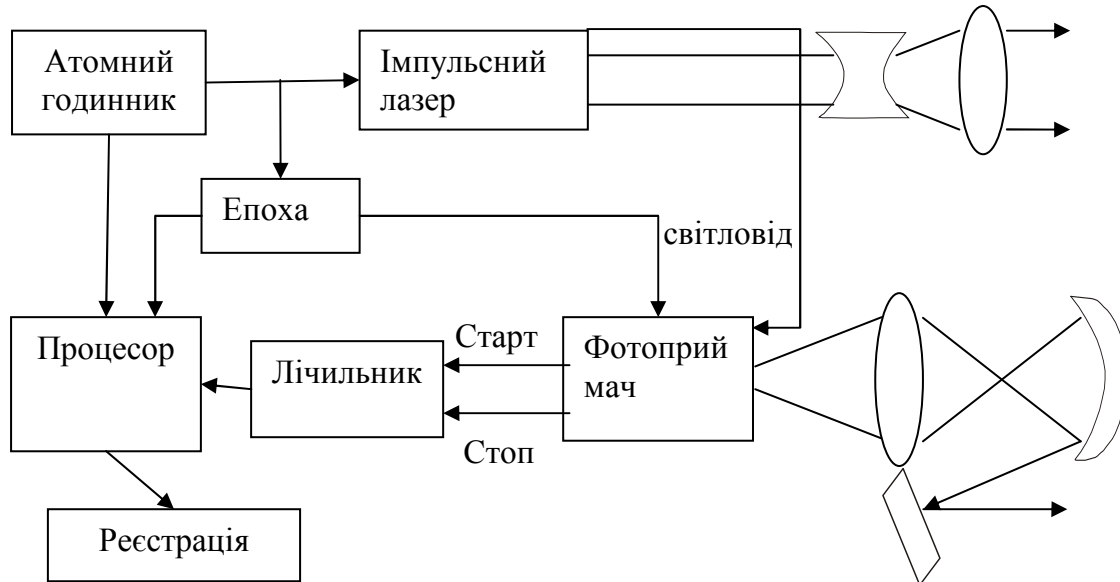


Рис.8.5 - Блок-схема лазерного імпульсного віддалеміра з атомним стандартом частоти.

Для реєстрації лічильником світлові імпульси спочатку перетворюють в електричні за допомогою фотоприймача (ФЕП). Час пробігу пропорційний відстані до супутника. Початок відліку для вимірювання часу пробігу (епоху) задають кварцовий, або атомний годинник. Точність вимірювання відстані до супутників для імпульсних віддалемірів 1-ого покоління 1 - 5 м (візуальне спостереження) і 2-ого покоління 0,1 - 0,3 м (напівавтоматичне спостереження) суттєво обмежена невизначеністю виявлення відбитого імпульсу. Тому при розробці віддалемірів 3-ого покоління (похибка - кілька сантиметрів, автоматичне спостереження) на передній план були поставлені проблеми генерування надзвичайно коротких імпульсів, створення фотоелектронних приймачів з надзвичайно коротким часом встановлення й аналізу зареєстрованих імпульсів.

У віддалемірах 1-ого і 2-ого поколінь для генерування імпульсів застосовують перемикачі добротності: дзеркала, що обертаються перемикачі на поглинаючих пластинках, комірки Покельса.

За допомогою цих перемикачів можна отримувати імпульси з шириною на рівні 0,5 порядку 10 - 30 нс у приладах 1-ого покоління і 3 - 4 нс у приладах 2-ого покоління.

У приладах 3-ого покоління на базі використання акустичної взаємодії мод (типів хвиль) і селекції імпульсів за допомогою комірок Покельса,

півширина зменшена до 0,1 нс. При нормальному охолодженні рубінові лазери генерують імпульси з частотою проходження 0,5 - 1 Гц і з півшириною 1-3нс і з піковою потужністю декілька гігават. Для отримання імпульсів з більшою частотою проходження і з меншою шириною і таких же пікових потужностей в наш час використовують багатоступінчасті лазери на склі й неодимі Nd<sup>3</sup>.

Час встановлення ФЕП за останні роки вдалося зменшити до десятих часток наносекунди. Крім того є електронні лічильники, які за допомогою допоміжного аналогового інтерполятора останньої одиниці рахунку дозволяють уточнити часовий інтервал до 0,1 нс. Таким чином можна вимірювати відстані з сантиметровою точністю.

## 8.6. Доплерівські вимірювання

У той час як лазерні імпульсні способи вимірювань залежать від погодних умов, способи спостережень супутників у мікрохвильовому діапазоні від цих умов не залежать. Якщо супутник випромінює сигнал сталої частоти  $f_s$ , то при взаємному переміщенні супутника й прийомної станції його приймають з частотою  $f_d$ , яка відрізняється від  $f_s$ , внаслідок поперечного ефекту Доплера (рис.8.6.). Доплерівське зміщення частоти  $f_s - f_d$  пропорційне діючій радіальній швидкості  $v$

$$f_s - f_d = \pm v f_s / c . \quad (8.1)$$

Вимірювання відстані між супутником і станцією отримують завдяки тому, що починаючи з заданого пункту орбіти інтегрують радіальну швидкість штучного супутника Землі за відповідний проміжок часу. З технічної точки зору найпростіше було б інтегрувати різницеву частоту ( $f_s - f_d$ ). Однак, оскільки частота зазнає неконтрольованих змін її слід вважати величиною невідомою.

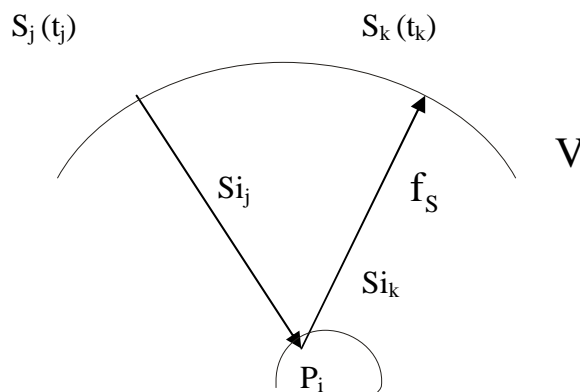


Рис.8.6 - Доплерівські вимірювання

Тому при доплерівських вимірюваннях відстані до супутників частота  $f_d$  змішується з опорною частотою  $f_o$  близькою до  $f_s$  яку генерує в приймачі і за певний проміжок часу інтегрується частота биття,  $f_o - f_d$ :

$$N_{jk} = \int_{t'_j}^{t'_k} (f_o - f_d) dt, \quad (8.2)$$

де  $t'_k = t_k + S_{ik}/c$ ,  $t'_j = t_j + S_{ij}/c$ .

Розділяючи окремі етапи інтегрування, будемо мати

$$N_{jk} = f_o (t_k - t_j) + \frac{f_o (S_{ik} - S_{ij})}{c} - \int_{t'_j}^{t'_k} f_d dt. \quad (8.3)$$

Доплерівський відлік  $N_{jk}$  визначає в інтервалі часу  $(t'_k - t'_j)$  виміряні коливання частоти биття, причому  $S_{ik}/c$  і  $S_{ij}/c$  - це час розповсюдження сигналів від пунктів орбіти супутника  $j$  і  $k$  до наземної станції  $i$ ,  $S_{ik}$ ,  $S_{ij}$  - відстані між станцією  $i$  та пунктами орбіти  $j$  і  $k$ . Оскільки число коливань, прийнятих за проміжок часу  $(t'_k - t'_j)$  точно відповідає числу коливань, випромінених за проміжок часу (заданий супутником), то

$$\int_{t'_j}^{t'_k} f_d dt = \int_{t_j}^{t_k} f_s dt = f_s (t_k - t_j). \quad (8.4)$$

Підставляючи (8.4) у (8.3) і покладаючи  $f_o$  та  $f_s$  для одного проходження супутника сталими, остаточно отримаємо

$$N_{jk} = f_o (t_k + S_{ik}/c - t_j - S_{ij}/c) - f_o (t_k - t_j),$$

або

$$N_{jk} = \frac{f_o (S_{ik} - S_{ij})}{c} + (f_o - f_s) (t_k - t_j). \quad (8.5)$$

Доплерівський відлік, інтегрований між двома проміжками часу, пропорційний зміні відстані між супутником і приймальною станцією, що відбулася за такий же проміжок часу.

Розглядаючи тільки доплерівський відлік, на основі (8.5) для зміни відстані отримаємо

$$S_{ik} - S_{ij} = N_{jk} c / f_o - (f_o - f_s) (t_k - t_j) c / f_o = const.$$

Геометричне місце точок, для кожної з яких різниця відстаней до двох заданих точок є величина стала, являє собою гіперболоїд. Усі точки до яких належать виміряні різниці відстаней до обох положень супутника на початку і в кінці доплерівського відліку лежать на гіперболоїді.

Якщо положення супутника на початку і в кінці кількох послідовних інтервалів інтегрування відомі і визначають для заданих положень супутника відповідні гіперболоїди, то ці гіперболоїди перетинаються в одній точці – станції спостереження.

Геоцентричні координати станції обчислюють зазвичай з рівняння за методом найменших квадратів у системі координат, в якій задані орбіти супутників.

Координати станції і відхилення частоти для кожного нового проходження невідомі. Якщо координати станції відомі, то за результатами доплерівських вимірювань може бути обчислена орбіта супутника.

### Список літератури

1. Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г. Промислова електроніка та мікро схемотехніка.-Київ: „Каравела”.2004.
2. Скаржена В.А., Луценко А.М. Електроніка та мікро схемотехніка. Ч.1. Електронні прилади інформаційної автоматики.- Київ: Вища школа.1989
3. Костецька Я.М. Геодезичні прилади. Ч.1.Електронні геоде-зичні прилади.- Львів : ІЗМН.2000.
4. Камен Х.Электронные способы измерений в геодезии.-М.:”Недра”,1982.



## ЗМІСТ

<b>Вступ.....</b>	<b>3</b>
<b>Частина 1. ОСНОВИ ЕЛЕКТРОНІКИ</b>	
<b>1.ЕЛЕКТРОВАКУУМНІ ПРИБАДИ.....</b>	<b>4</b>
1.1.Загальні відомості.....	4
1.2.Електровакуумний діод.....	4
1.3.Тріод.....	5
<b>2.НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИБАДИ.....</b>	<b>7</b>
2.1.Зонна теорія провідності.....	7
2.2.Напівпровідникові діоди.....	10
2.3. Транзистори.....	13
<b>3. ГЕНЕРУВАННЯ І ПІДСИЛЕННЯ КОЛИВАНЬ.....</b>	<b>17</b>
3.1. Підсилювачі на електровакуумних тріодах.....	17
3.2.Транзисторні підсилювачі.....	18
3.3.Основні параметри і характеристики підсилювачів.....	18
3.4.Спотворення сигналу.....	20
3.5. Операційні підсилювачі.....	20
3.6. Генератори.....	23
3.7. Перетворення частоти. Множення частоти.....	24
3.8. Визначення різниці фаз високочастотного сигналу.....	25
3.9. Модуляція. Демодуляція.....	26
3.10. Інтегральні схеми.....	27
<b>4.ОПТОЕЛЕКТРОНІКА.....</b>	<b>27</b>
4.1.Некогерентні джерела випромінювання .....	27
4.2. Когерентні джерела випромінювання. Лазери.....	28
4.3. Модуляція випромінювання.....	33
4.4. Фотоелектричні прилади.....	36
<b>5 МІКРОХВИЛЬОВА ЕЛЕКТРОНІКА.....</b>	<b>39</b>
5.1. Довгі лінії.....	39
5.2. Хвилеводи й об'ємні резонатори.....	40
5.3. Клістрон.....	43
5.4. Відбивальний клістрон.....	43
5.5.Антени.....	44

5.6. Відбивання від поверхні Землі.....	46
<b>6.ОСНОВИ ЦИФРОВОЇ ТЕХНІКИ.....</b>	<b>47</b>
6.1.Аналогові та бінарні сигнали.....	47
6.2.Числові коди в цифрових вимірювальних приладах.....	47
6.3.Функціональні елементи.....	48
6.4. Мікропроцесори і мікроелектронні обчислювальні машини.....	51
 <b>Частина 2. ПРИЛАДИ І МЕТОДИ ВИМІРЮВАНЬ</b>	
<b>7. ПРИНЦИПИ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ВИМІРЮВАННЯ ВІДСТАНЕЙ І РІЗНИЦІ ВІДСТАНЕЙ.....</b>	<b>53</b>
7.1.Вимірювання різниці відстаней інтерференційним методом.....	53
7.2.Інтерферометр Майкельсона.....	54
7.3.Електромагнітні вимірювання відстаней фазовим методом.....	55
7.4.Створення грубих мір довжини.....	56
7.5.Методи вимірювання різниці фаз.....	58
7.6.Принципи імпульсного методу вимірювання відстаней.....	59
7.7.Вимірювання різниці відстаней за допомогою ефекту Доплера.....	59
<b>8.ФАЗОВІ СВІТЛОВІДДАЛЕМІРИ І РАДІОВІДДАЛЕМІРИ.....</b>	<b>62</b>
8.1.Загальні принципи.....	62
8.2.Світловіддалеміри великої та середньої віддалі.....	65
8.3.Критерії точності світловіддалемірів.....	65
8.4.Радіовіддалеміри. Загальні відомості.....	66
8.5.Методи і засоби спостережень супутникової геодезії.....	67
8.6. Доплерівські вимірювання.....	69
<b>Список літератури.....</b>	<b>72</b>

## Навчальне видання

Конспект лекцій з курсу “Радіоелектроніка” (для студентів 2 курсу денної і заочної форм навчання бакалаврів за спеціальністю 6.070900 “Теоінформаційні системи і технології” ).

Автори:   Анатолій Васильович Безуглий,  
              Анатолій Сергійович Сисоєв.

Редактор: З.М. Москаленко

План 2007, поз.83-Л

---

Підп. до друку 7.02.2008	Формат 60 x 80 1/16	Папір офісний
Друк на ризографі	Обл. - вид. арк. 4,0	
Замовл. №	Умовн.-друк. арк. 3,5	Тираж 50 прим.

---

61002, Харків, ХНАМГ, вул. Революції, 12

---

Сектор оперативної поліграфії ІОЦ ХНАМГ  
61002, Харків, вул. Революції, 12